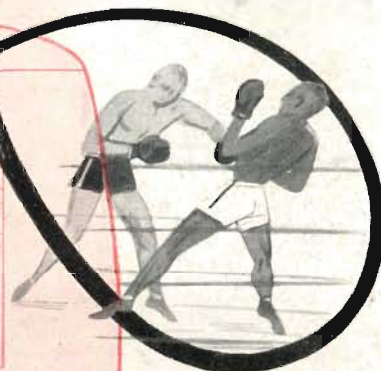
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXIII - Marzo 1951
NUMERO
3
LIRE DUECENTO

Perfezione di ricezione,

garanzia di funzionamento,

durata di esercizio,

estetica di presentazione,
varietà di scelta in UNA qualità.

CAVI PER RADIO E TELEVISIONE

BASSA CAPACITÀ E BASSE PERDITE PER QUALSIASI FREQUENZA

Dott. Ing. ANTONIO NICOLICH

LA RELATIVITÀ DI ALBERT EINSTEIN

Alberto Einstein annunzia al mondo di aver completato la teoria unitaria della gravitazione e dell'elettromagnetismo. Per chiunque voglia mettersi in grado di comprendere domani il recente frutto della sua formidabile mente, la Editrice Il Rostro ha pubblicato un volumetto: **Ing. A. Nicolich, « La relatività di A. Einstein ».** Le sue 100 pagine possono familiarizzare ognuno cogli straordinari concetti informatori della nuova scienza, quali lo spazio-tempo tetradimensionale, la limitazione dell'universo, la moderna interpretazione della gravitazione universale, le geometrie non euclidee, le geodetiche del cronotopo, la curvatura degli iperspazi, la massa dell'energia atomica etc. L. 500

Dott. Ing. G. MANNINO PATANÈ

ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA

ad uso dei radiotecnici

Il volume, di VIII-90 pagine, con 49 illustrazioni e VIII tabelle, redatto in forma elementare, richiama tra le funzioni trigonometriche e sinoidali quelle che trovano applicazione in radiotecnica. E quale sia l'importanza delle funzioni suddette è ben noto. Gli esempi riportati nelle parti terza e quarta del volume ne dànno un'idea. Essi sono il noto procedimento dello sviluppo in serie di Fourier, applicabile ad un'ampia classe di funzioni non sinusoidali del tempo, la espressione analitica del fattore di distorsione e la trattazione analitica delle modulazioni in ampiezza, in fase e in frequenza.

La giusta fama dell'Ing. G. Mannino Patané autore di pregevoli pubblicazioni è garanzia della serietà con la quale è stato redatto il volume. L. 500

Dott. Ing. DONATO PELLEGRINO

BOBINE PER BASSE FREQUENZE

avvolte su nuclei di ferro laminato

« L'opera dell'Ing. Donato Pellegrino racchiude il risultato di una lunga esperienza e di un metodico studio indirizzato al perfezionamento delle bobine e al miglioramento del loro fattore di merito. Nella esposizione chiara e dettagliata, l'Autore parte da leggi fondamentali ben note, in base alle quali sviluppa organicamente la teoria, le applicazioni, le misure, il progetto delle bobine. Così il libro fornisce la possibilità di costruire con razionali procedimenti industriali ed economici, realizzando nello stesso tempo elevati fattori di merito. In complesso il libro, che riunisce tutto quanto può interessare questo particolare argomento, rappresenta un contributo importante al perfezionamento della tecnica che oggi deve essere la principale meta della umanità per la sua resurrezione economica e sociale ». (Dalla presentazione del Ch.mo Prof. Ing. Enzo Carlevaro del Politecnico di Napoli).

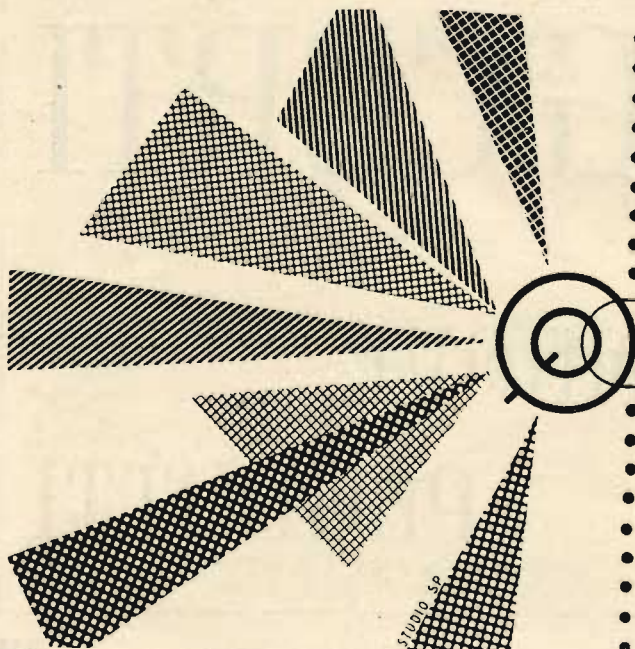
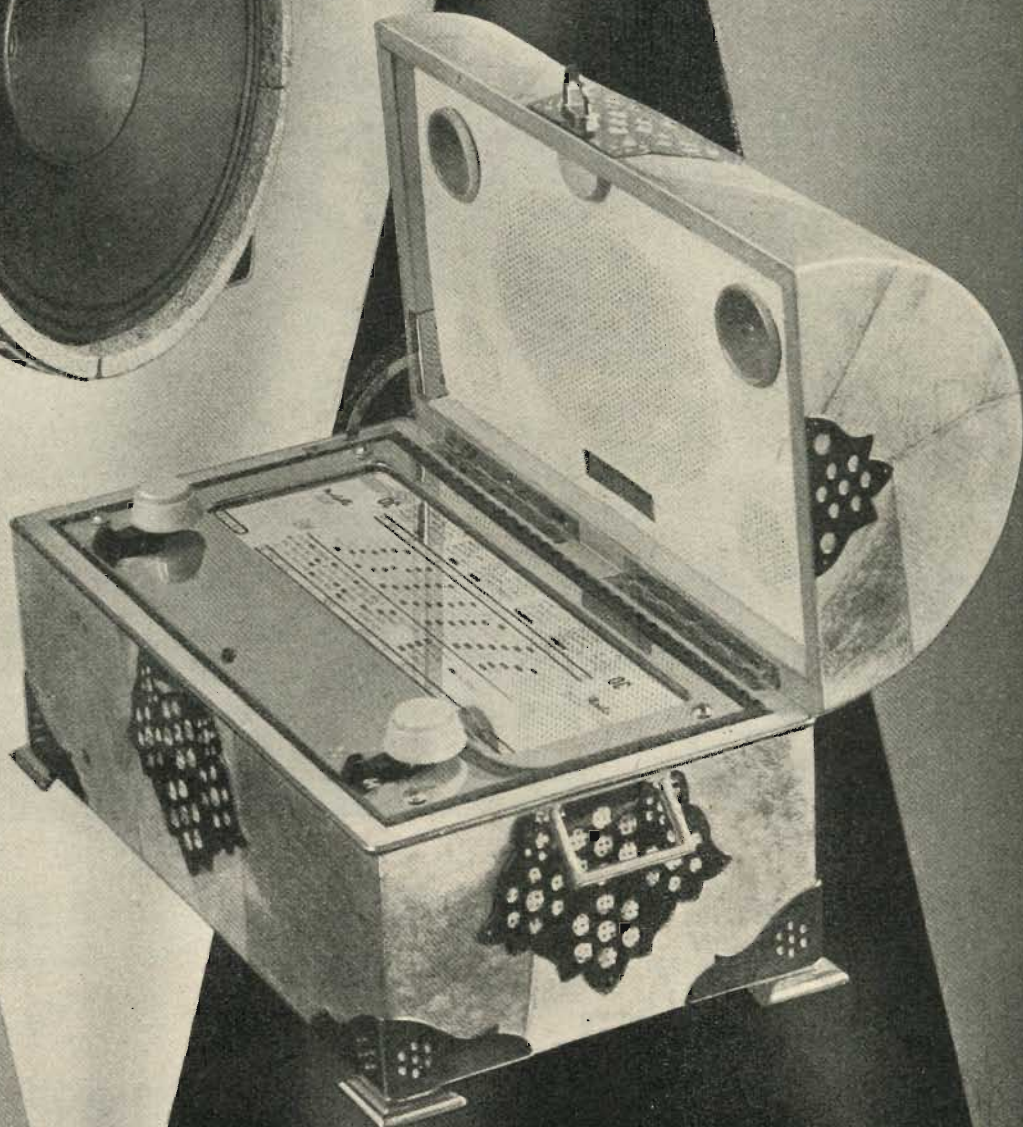
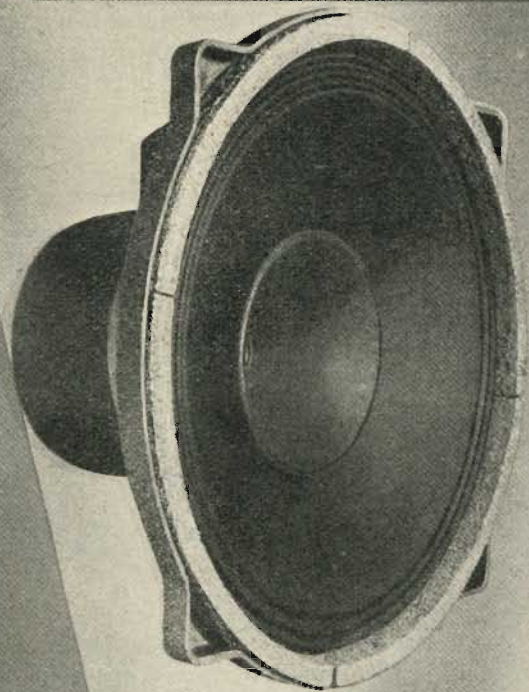
Il volume di XX-126 pagine, con 38 figure, numerose tabelle ed esempi di calcolo, tratta lo studio razionale del funzionamento elettrico, la teoria generale, il progetto, il collaudo e le misure su circuiti equivalenti. L. 500

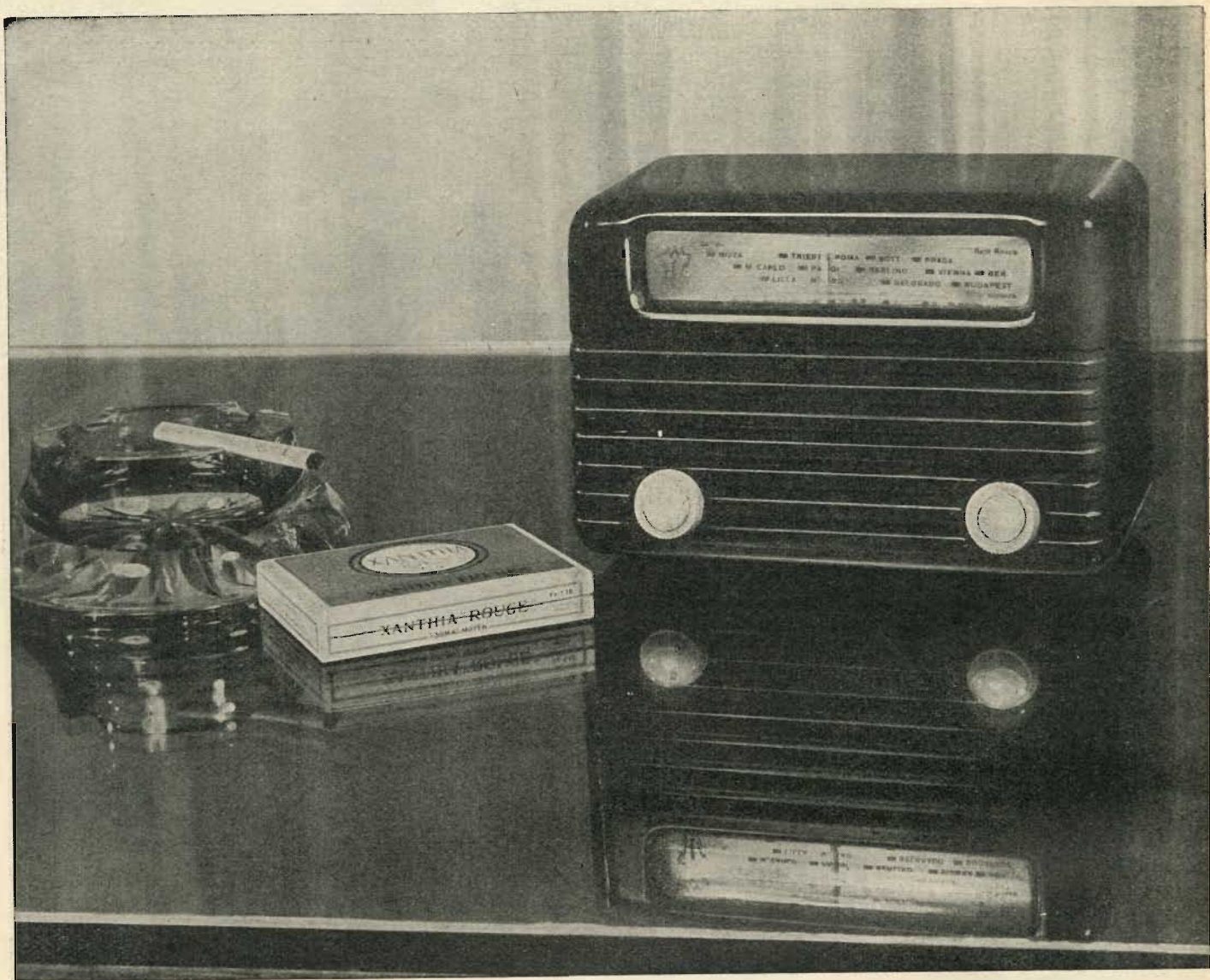
G. A. UGLIETTI

I RADDRIZZATORI METALLICI

I raddrizzatori metallici, cenno storico, considerazioni teoriche, i semiconduttori, raddrizzatori elettrolitici all'ossido di alluminio, raddrizzatori colloidali, raddrizzatori alla « thyrite », raddrizzatori di volume, raddrizzatori a punta e cristallo, raddrizzatori a contatto, raddrizzatori ad ossido di piombo, raddrizzatori al solfuro di rame, raddrizzatori ad ossido di rame, raddrizzatori al selenio, raddrizzatori al germanio, teoria del raddrizzatore a strato di sbarramento. Costruzione, dimensione delle cellule, montaggio delle cellule, classificazione delle cellule, invecchiamento, efficienza, fattore di potenza, capacità, resistenza diretta e inversa, regolazione, autoformazione, temperatura di funzionamento, raffreddamento in olio, calcolo dei circuiti raddrizzatori, installazione dei raddrizzatori, applicazioni.

Il volume di VIII-120 pagine, con 80 figure e una appendice, legato in brossura con elegante sovraccoperta a due colori L. 700

EDITRICE IL ROSTRO - MILANO - VIA SENATO 24

RADIOCONI
Uff. Pubbl. Radioconi SR
RADIOCONI

Mod. I-1100

I T E L E C T R A

MILANO - VIA VIMINALE, 6 - TEL. 29.37.98

PHILIPS
RimlocK serie E
ECH 42 Triodo - esodo
Vf = 6.3V
If = 0.23A
Convertitore di frequenza (parte esodo)
Vb = 250V
R1 = 27kΩ
R2 = 27kΩ
Rg3+gT = 47kΩ
Vg1 = —2V
Ia = 3.0
Ig2+g4 = 3.0
Ig3+gT = 0.2
Sc = 0.75mA/V
Ri = 1MΩ
Vosc = 8Veff
Oscillatore (parte triodo)
Vb = 250 V
Ra = 33kΩ
Rg3+gT = 47kΩ
Vosc = 8 Veff
Ia = 4.8
Ig3+gT = 0.2
So = 2.8mA/V
Seff = 0.55mA/V
μ = 22
EF 41 Pentodo a pendenza variabile
Vf = 6.3 V
If = 0.2 V
Amplificatore A.F. o M.F.
Va = 250 V
Rg2 = 90 kΩ
Vg1 = —2.5V
Ia = 6
Ig2 = 1.7
S = 2.2 mA/V
Ri = 1.0 MΩ
Cag1 < 0.002 pF
EBC 41 Doppio diodo triodo
Vf = 6,3V
If = 0,23A
Caratteristiche tipiche
Va = 250V
Vg = —3V
Ia = 1
S 1.2mA/V
Ri = 58 kΩ
μ = 70
Amplificatore B.F.
Vb = 250V
Ra = 0.22MΩ
Rk = 1.8kΩ
Ia = 0.7
g = 51
EL 41 Pentodo finale
Vf = 6.3V
If = 0.71A
Amplificatore d'uscita classe A
Va = 250 V
Vg2 = 250 V
Rk = 170 Ω
Ia = 36
Ig2 = 5.2
S = 10 mA/V
Ri = 40 kΩ
Ra = 7 kΩ
Wa = 9 W
Wo = 4.8 W
Amplificatore push-pull classe AB
Va = 250 V
Vg2 = 250 V
Rk = 75 Ω
Iamin = 2×36
Iamax = 2×39.5
Ig2min = 2×5.2
Ig2max = 2×8
Raa = 7 kΩ
Wo = 9.4 W
AZ 41 Raddrizzatore per due semionde
Vf = 4 V
Vf = 0,75A
Raddrizzatore
Vtr = 2×500 Veff
= 2×400 Veff
= 2×300 Veff
Io = max. 60
= max. 60
= max. 70
Cfilt = max. 50 μF
La serie più apprezzata
per apparecchi di qualità
RimlocK "Miniwatt"

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

3

MARZO 1951

XXIII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:

VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 40** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 più 80.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

In questo fascicolo:

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE

ANTONIO NICOLICH

(PARTE SESTA)

"IL LIVELLO DI RESA UTILE" - LA SINCRONIZZAZIONE ORIZZONTALE

Secondo quanto si è detto in precedenza la separazione, ad opera del circuito differenziatore a resistenza e capacità di breve costante di tempo, degli impulsi di sincronizzazione orizzontale dal segnale totale supersincrono avviene come indicato in fig. 19 relativa all'analisi delle trame dispari.

Non tutti gli impulsi della tensione v_R vengono utilizzati per la sincronizzazione orizzontale; per essa è sufficiente un solo impulso per ogni linea e precisamente gli impulsi segnati 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 distanziati tra loro di un periodo di linea.

I picchi segnati 2', 3', 4', 5', 6', 7', 8', 9', 10' servono per la sincronizzazione orizzontale della trama successiva (pari). Anzitutto gli impulsi di polarità negativa generati dalla brusca variazione di corrente in circuito in corrispondenza degli estremi discendenti finali degli impulsi rettangolari, non sono sfruttabili par la sincronizzazione, perchè il loro spaziamento non è costane e sempre diverso dal periodo di linea per tutto l'intervallo di tempo intercorrente fra il primo e l'ultimo impulso egualizzatore, ciò è conseguenza del fatto che i vari tipi di impulsi rettangolari hanno larghezze diverse e quindi i loro tratti discendenti si trovano equidistanti nello spazio e nel tempo solo per impulsi dello stesso tipo, mentre non lo sono più per impulsi di tipo diverso (sincronizzanti di linea, egualizzatori, divisori larghi durante la sincronizzazione verticale). Quindi sarà necessario provvedere nei circuiti un dispositivo che elimini siffatti guizzi negativi. Si faccia attenzione che mentre nella fig. 19 i guizzi utili sono quelli di polarità positiva, ciò non è strettamente indispensabile, perchè il generatore di deviazione orizzontale può essere costruito in modo da richiedere per il suo funzionamento guizzi di polarità negativa. In altri termini i guizzi utili sono quelli generati dai tratti iniziali degli impulsi rettangolari tutti rigorosamente e costantemente equidistanziati di un periodo di linea: se detti tratti sono ascendenti (trasmissione e modulazione negative) i guizzi utili hanno polarità positiva, mentre se sono discendenti (trasmissione e modulazione positive) i guizzi utili hanno polarità negativa.

I guizzi di corretta polarità (positivi in fig. 19), generati dagli estremi salienti iniziali degli impulsi egualizzatori dispari e divisori larghi dispari, capitano a metà di una linea di scansione orizzontale, quindi si potrebbe pensare, a prima vista, che compiano la stessa funzione dei guizzi desiderati e generati dai rettangoli pari, ne conseguirebbe che il generatore di deviazione verrebbe comandato con una frequenza doppia di quella di linea, ciò che equivarrebbe ad avere un numero doppio di linee sul quadro del cinescopio.

Fortunatamente così non è, perchè per il pilotaggio del generatore di deviazione occorre una tensione molto maggiore al centro del suo ciclo, che non all'inizio, per cui la tensione di uscita differenziata v_R è sufficiente al pilotaggio all'inizio del ciclo, mentre non lo è più al centro; pertanto l'effetto dei guizzi inframmezzati 2', 3' ... 10' rimane completamente neutralizzato e il generatore di deviazione produce i denti di sega alla esatta frequenza di linea. E' appena utile avvertire che nella trama successiva le sorti dei guizzi si invertono: cioè nell'analisi di una trama pari i guizzi utili saranno 2', 3' ... 10' generati dagli impulsi rettangolari egualizzatori e divisori dispari, mentre resteranno inattivi i guizzi 2, 3 ... 10 generati dai rettangoli pari. Il pericolo della frequenza doppia dei guizzi durante il periodo di spegnimento verticale, in uso con la differenzazione è praticamente dannoso solo per i così detti « ricevitori flessibili », cioè per quei ricevitori progettati per la ricezione di diversi standard,

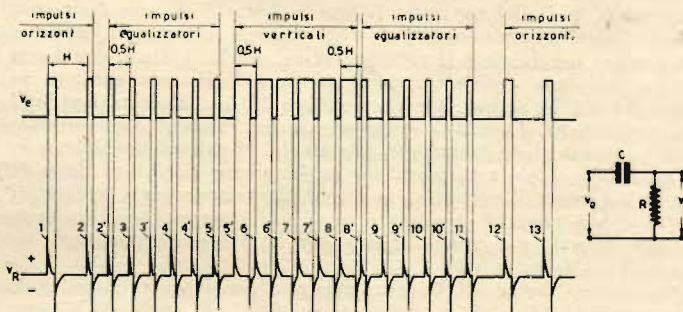



FIG. 19. - *Tensioni di entrata e di uscita del circuito differenziatore per la separazione degli impulsi sincronizzanti orizz. dal supersincro.*

perchè in essi l'oscillatore di deviazione può agire con velocità doppia, se il segnale sincronizzante applicato ha ampiezza sufficiente a farlo agire con frequenze variabili nel rapporto di 2 a 1 o più. Nel caso normale in cui l'oscillatore di deviazione ha una propria frequenza di oscillazione, la sua stabilità è sempre sufficiente ad impedire oscillazioni su frequenze metà o doppie di quella predisposta, che è leggermente inferiore a quella sincronizzante applicata. Allora, per l'uso della differenziazione, è sufficiente che la freq. del generatore di deviaz. sia compresa fra 0,5 e una volta quella sincronizzante esterna.

Quindi la differenziazione del segnale RMA genera una sorta di guizzi sincronizzanti che non è alterata praticamente dagli impulsi verticali ed è perciò vantaggiosamente applicabile ai ricevitori privi di controllo manuale di frequenza orizzontale. Nei riguardi dell'immunità dai disturbi la differenziazione, pur non consentendola al massimo grado, si è dimostrata soddisfacente nell'uso pratico.

Sul segnale Du Mont può essere operata la differenziazione previa eliminazione per mezzo di filtro degli impulsi verticali a 500 kHz. Gli impulsi di sincronizzazione ottenuti durante il verticale, dopo filtraggio e differenziazione, hanno, come si è visto in fig. 12 *b*), un'ampiezza 0,36 h, ossia sono ridotti al 36% dell'altezza dei normali impulsi rettangolari orizzontali ricorrenti durante il video-immagine; con l'adozione di particolari adatti dispositivi si può tuttavia ottenere che tutti gli impulsi abbiano uguale ampiezza. L'effetto, dei disturbi agisce sulla sincronizzazione orizzontale solo in corrispondenza del periodo di spegnimento verticale. Ciò rappresenta un grave inconveniente per i

---

(N. d. R.) La numerazione delle figure e delle formule continua quella dei precedenti articoli ai quali si rinvia il Lettore per ogni e qualsiasi riferimento. Gli articoli suddetti sono apparsi nei seguenti fascicoli della Rivista:
parte prima: XXII - 9 - Settembre 1950 - pagg. 189 e segg.;
parte seconda: XXII - 10 - Ottobre 1950 - pagg. 213 e segg.;
parte terza: XXII - 11 - Novembre 1950 - pagg. 237 e segg.;
parte quarta: XXII - 12 - Dicembre 1950 - pagg. 261 e segg.;
parte quinta: XXIII - 2 - febbraio 1951 - pagg. 25 e segg.;

ricevitori, i cui oscillatori di deviazione hanno una propria frequenza orizzontale prossima a quella sincronizzante; infatti, se un disturbo capita durante il verticale, l'oscillatore orizzontale perderà il sincronismo per un tempo apprezzabile. Ad es. se la frequenza propria è inferiore del 2% a quella dei guizzi sincronizzanti applicati, per l'incidenza di un segnale disturbante durante il verticale, il quarto superiore dell'immagine sarà fuori sincronismo.

Il metodo di sincronizzazione orizzontale per differenziazione è certamente il più diffuso, ma non è l'unico. Tale sincronizzazione è ottenibile in modo più semplice applicando direttamente tra griglia e catodo dell'oscillatore bloccato generatore di deviazoine il segnale RMA, senza alcun circuito differenziatore o integratore interposto. Questo sistema è noto coll'appellativo di « sincronizzazione orizzontale *tale e quale* ». Essendo i tratti iniziali di tutti gli impulsi uguali per tutti i cicli di deviazione orizzontale ed i soli efficaci con questo metodo, è necessario rendere inattivi i tratti finali (che differiscono tra loro) dei vari tipi di impulsi, per ottenere la sincronizzazione orizzontale inalterata.

Poichè gli impulsi larghi verticali distano tra di loro l'8% del periodo di linea, gli estremi finali di essi capitano a questa distanza dall'estremo iniziale utile dell'impulso prossimo successivo; quindi per evitare l'effetto della frequenza doppia, è sufficiente che la frequenza propria dell'oscillatore di deviazione sia fatta uguale a $(0,92 \div 1)\ f_0$ dove f_0 è la frequenza di sincronizzazione orizzontale di linea.

Anche il segnale Du Mont può essere adattato per la sincronizzazione orizzontale « *tale e quale* », quando si provveda inizialmente a filtrare gli impulsi a 500 kHz e ad eliminare le divisioni fra gli impulsi orizzontali durante il verticale. Come si è detto nel caso della differenziazione, anche ora gli impulsi orizzontali durante il verticale vengono ridotti al 36% della loro ampiezza di picco durante il video-immagine, ma è possibile con opportuni accorgimenti, tagliare i rettangoli orizzontali, dopo il filtraggio, in modo da ottenerli uniformi in ampiezza. Allora il segnale è applicabile sia agli oscillatori pilotati dai ricevitori flessibili, sia agli oscillatori con frequenza propria prossima a quella di sincronismo.

In queste condizioni però il segnale ottenuto è notevolmente soggetto agli effetti dannosi di una tensione di disturbo incidente durante il periodo verticale, perchè i disturbi di alta frequenza che si verificano durante e fra gli impulsi orizzontali, possono facilmente raggiungere il ridotto livello. Anche i disturbi a bassa frequenza, sono temibili, perchè possono facilmente spostare in su o in giù il segnale desiderato oltre il livello di taglio degli impulsi ridotti. La scarsa indipendenza dai disturbi è trascurabile per i generatori di deviazione pilotati dei ricevitori flessibili, perchè in essi il sincronismo viene rapidamente ristabilito dopo la perdita durante il verticale, mentre è da temere per i generatori a frequenza propria prossima a quella di sincronismo; l'inconveniente è analogo a quello citato per la differenziazione col segnale Du Mont.

Si accenna infine alla sincronizzazione per leggera integrazione con circuiti a R e C o altrimenti costituiti. Il grado di integrazione deve essere minore per il segnale RMA a motivo della strettezza degli impulsi egualizzatori, che per il segnale Du Mont. Così, se si impiega uno stadio integratore a resistenza e capacità con costante di tempo uguale al 3% del periodo di linea, gli impulsi egualizzatori integrati subiscono una riduzione del 20% rispetto ai normali impulsi orizzontali integrati. Questo inconveniente può essere evitato coll'adozione di uno stadio a RC integratore opportunamente compensato con induttanza, col quale si ottengono gli impulsi egualizzatori integrati della stessa ampiezza di quelli orizzontali normali.

L'uso dell'integrazione per la sincronizzazione orizzontale comporta un ritardo nel pilotaggio dell'oscillatore, in funzione della frequenza propria di questo; ne consegue che il ritorno di linea del raggio catodico deve avvenire in un tempo minore. Sono stati perciò studiati dei circuiti che possono provvedere al pilotaggio degli oscillatori bloccati di deviazione in anticipo sull'impulso sincronizzante. Tali dispositivi, basati sul principio del controllo automatico di frequenza, trovano impiego sui ricevitori di alta qualità, in cui è desiderata l'integrazione per i requisiti di indipendenza dai disturbi, che essa permette di raggiungere. Nei ricevitori economici si è introdotto l'uso di amplificatori di sincronizzazione a ridotta risposta alle alte frequenze, i quali incorporano una certa integrazione; per prevenire in tal caso l'interferenza del segnale immagine nella regione del sincronismo orizzontale, si ritiene utile che il tratto orizzontale dell'impulso di spegnimento precedente l'impulso orizzontale, abbia una durata pari almeno al 2% del periodo di linea.

Riassumendo dal confronto del segnale RMA col segnale Du Mont a impulsi verticali di 500 kHz scaturisce quanto segue:

1) Per la sincronizzazione orizzontale ottenibile per differenziazione il segnale RMA richiede che la frequenza propria dell'oscillatore di deviazione sia uguale a $(0,5 \div 1)\ f_0$, essendo f_0 la frequenza di sincronismo orizzontale. Il segnale Du Mont richiede il filtraggio completo dei componenti a 500 kHz, prima dell'applicazione della differenziazione.

2) Gli impulsi orizzontali differenziati dal segnale RMA non risentono l'influenza del verticale. La differenziazione dal Du Mont produce impulsi orizzontali, che vengono indeboliti dal verticale e sono più suscettibili ai disturbi durante il verticale.

3) Per l'uso « tale e quale » la frequenza propria dell'oscillatore di deviazione deve essere uguale a $(0,9 \div 1)\ f_0$ col segnale RMA; mentre col segnale Du Mont è necessario filtrare le componenti a 500 kHz, non esistono limiti inferiori per la frequenza propria del Generatore di deviazione, si ha facilità a comandare gli oscillatori pilotati per i ricevitori flessibili.

4) Col segnale RMA l'effetto del verticale nell'uso « tale e quale » si manifesta con un lieve aumento di sensibilità ai disturbi durante gli stretti impulsi egualizzatori. Col segnale Du Mont l'influenza sui segnali orizzontali, nello stesso caso, è quella di ridurre al 36% la loro ampiezza.

5) I requisiti dei due tipi di segnali RMA e Du Mont per l'uso di sincronizzazione orizzontale con integrazione sono uguali a quelli indicati in 3) per l'uso come « tale e quale ».

6) L'effetto del verticale sull'orizzontale dopo l'integrazione comporta col segnale RMA la riduzione all'80% degli impulsi orizzontali se l'integrazione avviene con circuito RC, mentre non si lamenta nessuna riduzione se l'integrazione è effettuata con circuito RCL; col segnale Du Mont comporta la riduzione al 36% del valore di picco degli impulsi orizzontali integrati.

(*continua*)

---

pubblicazioni ricevute

W. T. Cocking: WIRELESS SERVICING MANUAL. Edito per Wireless World a cura di Iliffe & Sons, Ltd. London. Di pagine XXIV-296, con numerose figure e varie illustrazioni fuori testo, formato 110x175 mm, rilegato in tela con sovraccoperta a colori. Prezzo 12s 6d.

Si tratta di un volume ben noto presso i radioriparatori e i tecnici inglesi, giunto, con questa, alla sua ottava edizione nel giro di pochi anni. Completamente riveduto e aggiornato, specialmente nel capitolo relativo ai guasti nei radioricevitori per televisione, il manuale svolge in ventisette capitoli e una appendice, con grande chiarezza e precisione, una materia vastissima. Dagli strumenti di misura e dal loro impiego, alla instabilità degli stadi a RF e MF e alla distorsione di frequenza e di ampiezza: dai rumori di fondo e dalle interferenze locali, all'allineamento dei vari stadi di una supereterodina; dallo studio dello stadio convertitore di frequenza, allo studio degli stadi di audiofrequenza; dai sistemi antenna-terra, all'altoparlante, dalla regolazione automatica di sensibilità, alla regolazione automatica di frequenza; dai ricevitori per televisione, agli oscillloscopi a raggi catodici; tutto è lumeggiato con molto equilibrio, senza troppe formule, con linguaggio piano e rigoroso. Questo può spiegare a sufficenza il successo che il volume ha incontrato in Gran Bretagna.

Ufficio Pubblicazioni Tecniche F.I.V.R.E.: MANUALE DEI TUBI RICEVENTI.

E' stata recentemente distribuita la terza serie di aggiornamenti per l'anno 1950, relativa al Manuale dei Tubi Riceventi, edito a cura dell'Ufficio Pubblicazioni Tecniche F.I.V.R.E. Tale aggiornamento comprende una trentina di foglietti relativi alle dimensioni degli zoccoli e alle caratteristiche di funzionamento dei seguenti tubi: 6K7G-GT, 6L7G-GT, 6N7G-GT, 6Q7G-GT, 6SA7G-GT, 6SJ7GT, 6SK7GT, 6SN7GT, 6SQ7GT, 6V6G-GT, 6X5G-GT, 12A8GT, 12BA6, 12SA7GT, 25L6G-GT, 35, 35B5, 35L6GT, 35W4, 35Z4GT, 35Z5GT, 80, 85, 955 e 1815.

J. Martinez-Hidalgo: SONDADORES ACUSTICOS Y ULTRASONORES. Edito dalla Editorial Reverté, S.A., Barcellona. Di pagine 150 con 61 illustrazioni, formato 110x150 mm, rilegato in tela con sovraccoperta a colori. Prezzo 30 Ptas. Distributore generale per l'Italia Sig. Mario Maserati, Corso Vittorio Emanuele 72, Piacenza.

Nelle poche pagine che costituiscono il volumetto l'A., Tenente della Marina spagnola e specialista in idrografia, tratta dei vari metodi di scandaglio marittimo e fluviale e si sofferma nell'esaminare la struttura e il funzionamento degli ecometri e degli ecografi acustici e ultrasonori e delle loro applicazioni alla navigazione, alla pesca e alla esplorazione dei fondali.

L'ILLUMINAZIONE DEGLI STUDI DA PRESA PER TV

di LEONARDO BRAMANTI

IL PROBLEMA della illuminazione di locali di lavoro o di ricerca scientifica interessa esclusivamente il tecnico specializzato. Ciò non toglie che, sia pure nel loro piccolo, anche i radiotecnici e i radioamatori siano frequentemente alle prese con problemi del genere, quali ad esempio l'illuminare razionalmente un banco da radioriparatore o il tavolo di lavoro di un OM. Problemi che sembrano di elementare soluzione, ma che in realtà richiedono pratica e soprattutto buonsenso. Difficoltà di tutt'altra natura sono invece incontrate dai tecnici addetti alla illuminazione dei vari locali formanti il complesso di una stazione radiotrasmittente (broadcasting); dove la tendenza moderna a ricorrere all'illuminazione con tubi fluorescenti, ha introdotto nuovi problemi, quali ad esempio lo schermaggio acustico dei reattori di sfasamento dei tubi fluorescenti in tutti quei casi in cui il ronzìo caratteristico, di frequenza doppia di quella di rete, possa venire convogliato ai trasmettitori o alle apparecchiature di registrazione sonora.

Ma dove il problema della illuminazione assume un'importanza veramente capitale, è nell'illuminamento degli studi televisivi. La trasmissione di immagini dagli studi per televisione richiede, come è noto, un adeguato illuminamento delle persone e degli oggetti inquadrati dall'obiettivo della telecamera. La scelta e la installazione delle sorgenti luminose, a tale scopo previste, riveste la massima importanza. E' evidente che, per ottenere immagini quanto più possibile vicine alla realtà, le sorgenti luminose devono avere caratteristica di radiazione uniforme in tutto lo spettro luminoso, e logicamente, il tubo elettronico di analisi della telecamera, deve essere uniformemente sensibile a tutte le radiazioni luminose comprese in tale spettro. Le condizioni ora enunciate non sono, allo stato attuale della tecnica, facilmente raggiungibili, per cui si rende necessario scendere a compromessi. Le sorgenti luminose attualmente impiegate per l'illuminamento delle scene negli studi per televisione, sono tre. Precisamente: sorgenti luminose a incandescenza, sorgenti luminose fluorescenti e sorgenti luminose a vapori di mercurio. Le lampade a incandescenza, che sostanzialmente possono ritenersi sorgenti puntiformi ad alta radianza, presentano l'inconveniente di emettere una notevole aliquota di energia compresa nella banda del rosso e dell'infrarosso. Tale energia porta a un aumento della temperatura ambiente al di sopra di ogni limite ragionevole, date le elevate potenze in gioco, si da rendere spesso intollerabile la loro presenza. Inoltre la illuminazione fornita da tali sorgenti luminose risulta del tutto inadatta, in quanto la maggior parte dei tubi elettronici di analisi è pochissimo sensibile alle radiazioni comprese nella banda del rosso e dell'infrarosso, ciò che costringe, a pari risultati, ad aumentare ulteriormente la potenza globale delle sorgenti luminose.

L'esperienza ha insegnato che, in uno studio per televisione, si rendono necessari tre tipi di illuminazione: una illuminazione base (o generale) uniformemente distribuita, tale da permettere una certa libertà di movimento alla o alle telecamere; una illuminazione che fornisca all'immagine trasmessa una certa sensazione di rilievo, ottenuta disponendo sorgenti luminose opportunamente schermate, ai fianchi e alle spalle delle scene da trasmettere; una illuminazione, infine, particolare per le quinte e i fondali. La illuminazione base era una volta ottenuta unicamente mediante lampade a incandescenza e ciò portava agli inconvenienti sopra citati. Attualmente, diversi studi hanno affidato tale tipo di illuminazione a sorgenti luminose fluorescenti, ottenendone diversi vantaggi. La sensazione di calore è, ad esempio, ridotta, a pari condizioni, a circa il 20% di quella dovuta alle lampade a incandescenza. Gli svantaggi sono rappresentati dalla necessità di dovere impiegare un numero maggiore di lampade fluorescenti a causa della loro limitata potenza unitaria (circa 50 W per lampada, contro i 150÷200 delle lampade a incandescenza) e proprio per questo motivo le sorgenti luminose fluorescenti non poterono essere utilizzate finchè furono impiegate telecamere munite di iconoscopio, che richiedevano un intenso illuminamento delle scene da ritrasmettere. Con l'avvento dell'iconoscopio a immagine elettronica, dell'orticonoscopio e dell'orticonoscopio a immagine elettronica, i pregi dei due sistemi di illuminazione descritti poterono essere combinati affidando alle lampade a incandescenza il compito di provvedere all'illuminamento laterale o posteriore delle persone o degli oggetti inquadrati dalla telecamera. In tal caso, si ha una maggiore distribuzione spettrale della luce emessa, mentre l'inconveniente della forte emissone di radiazioni termiche da parte delle lampade a incandescenza, può essere notevolmente limitato mediante l'impiego di schermi costituti da un nuovo tipo di vetro (fabbricato recentemente dall'American Optical Co.) che, pur consentendo una trassmissione fedele dei vari colori, assorbe circa il 90% delle radiazioni termiche. Tale vetro, in cui l'ossido ferroso pare rappresenti l'agente assorbitore, è chimicamente stabile, resiste ottimamente agli agenti atmosferici e può essere lavorato con la massima facilità.

In questi ultimi tempi, hanno trovato interessante applicazione le sorgenti luminose del terzo tipo, cioè quelle a vapori di mercurio, in combinazione con le sorgenti luminose a incandescenza e fluorescenti. Le sorgenti luminose a vapori di mercurio presentano una maggiore emissione nella banda dell'ultravioletto e, nello spettro luminoso, nella banda dal violetto al bluverde, con quattro massimi a 3.600, 4.000, 4.400 e 5.500 angström. La presenza di sorgenti a incandescenza corregge una distribuzione più uniforme dell'energia luminosa emessa. Discreti risultati si ottengono pure utilizzando lampade a vapori di mercurio e cadmio. Anche dal lato economico, notevoli sono i vantaggi presentati dalle sorgenti luminose a vapori di mercurio. Nella tabella qui riportata sono riassunti i risultati di numerose ricerche eseguite dalla Du Mont Television Network.

CONFRONTO DI DIVERSE SORGENTI LUMINOSE

Tipo di sorgente luminosa	Costo annuo relativo	Dissipazione termica relativa
a incandescenza	1	1
fluorescente	0 625	0,550
a vapori di mercurio	0,580	0,480

Sono stati confrontati gli effetti ottenuti mediante 60 lampade a incandescenza da 150 W, 90 lampade fluorescenti da 40 W e 4 lampade a vapori di mercurio da 1 kW. Ci si può fare un'idea della efficienza dei tre tipi di sorgenti luminose considerando le diverse potenze messe in gioco in tali ricerche sperimentali. Pari condizioni di illuminamento furono infatti raggiunte, nel primo caso, impiegando 9 kW; nel secondo 3,8 kW e nel terzo 4 kW.

A tutt'oggi non si può dire che il problema sia risolto completamente, anzi bisogna riconoscere che esso e in continua evoluzione essendo essenzialmente legato al grado di perfezione raggiunto dai tubi da presa per televisione impiegati nelle telecamere. Dato, inoltre, il carattere prettamente sperimentale, la ricerca delle soluzioni migliori risulta affidata in notevole misura al buon senso dei tecnici ad esse destinati. (6504)

NUOVO PROGRAMMA RADIOFONICO

DEL COLUMBIA BROADCASTING SYSTEM

UN'ORIGINALE serie di nuove trasmissioni destinate a illustrare i più importanti avvenimenti nazionali e internazionali, teatrali, cinematografici, letterari, artistici, musicali e sportivi, mediante la registrazione diretta delle dichiarazioni e dei commenti dei protagonisti di tali avvenimenti, è stata iniziata dal Columbia Broadcasting System che le presenta in un un apposito programma chiamato « State a sentire... ». Nel corso della prima trasmissione gli ascoltatori hanno potuto seguire una parte del dibattito svoltosi al Consiglio di sicurezza dell'ONU sulla crisi coreana attraverso la viva voce del delegato americano Varren Austin di quello sovietico, Jacob A. Malik e di quello indiano sir Benegal Rau. Sono quindi stati trasmessi alcuni commenti alla situazione internazionale del segretario alla Difesa George C. Marshall e del governatore Thomas E. Dewey.

TRASMETTITORE 10 W

CON STADIO SEPARATORE-DUPLICATORE A DIODO

GIANFRANCO PENNISI

Il TX è stato realizzato con soli tre stadi ed ha presentato, durante le prove, una stabilità di frequenza paragonabile ad un oscillatore pilotato a cristallo, con, in più, il vantaggio di poterlo agevolmente spostare nella gamma.

Qui di seguito alcune delucidazioni per chi volesse costruirlo.

Stadio pilota

E' costituito da una 6V6 autoeccitata in ECO, il circuito di placca presenta la particolarità di avere due circuiti accordati, allo scopo di aumentarne il rendimento in funzione di duplicatrice di frequenza.

Tali circuiti sono sintonizzati rispettivamente: *3f* con presa al centro, in serie al quale è il circuito *2f*.

L'uscita, di frequenza *2f*, viene raccolta ai capi *C3*, *C4*.

Stadio duplicatore-separatore

L'uscita della 6V6 pilota, di frequenza *2f*, viene inviata al circuito accordato di placca del diodo 5Y3 (anche 80). La frequenza *4f* viene prelevata sul catodo.

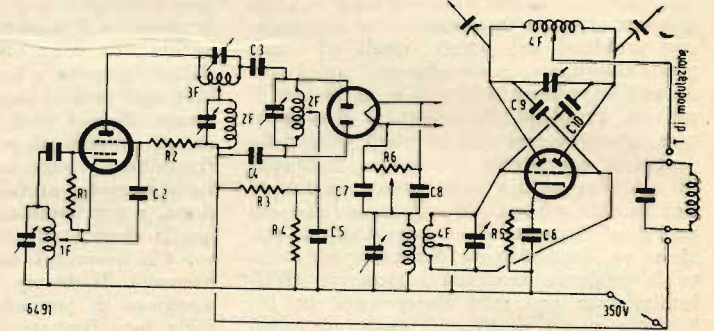
Allo scopo di far lavorare il diodo al disopra del ginocchio iniziale, vengono polarizzate le placche a mezzo di una rete potenziometrica facente capo all'A.T.

Stadio finale

Lo stadio finale era originariamente costituito da una 6V6 in classe C, in quanto il TX era stato progettato e realizzato per sola grafia.

Tuttavia si è dimostrato ottimo anche in fonia, sostituendo alla 6V6, la 6N7, classe C, con i triodi in controfase, polarizzata di catodo allo scopo di evitare inconvenienti in caso di mancanza di eccitazione di griglia.

Altre spiegazioni non occorrono, per l'alimentazione 350 V c.c. sono sufficienti e per la eventuale modulazione necessitano almeno 8÷10 W B.F. per poter raggiungere una profondità del 100%.

Per l'eccitazione dell'antenna tutti i sistemi sono buoni, purchè il tratto irradiante sia ben calcolato ed installato, e ad ogni modo la potenza di uscita è sufficiente per fare il giro del mondo, senza complicazioni. [6491]

Schema elettrico del trasmettitore: C1=150 pF; C2=10.000 pF; C3=C4=100 pF; C5=C6=5.000 pF; C7=C8=0,1 microF; C9=C10=10 pF, neutralizz.; R1=50 k; R2=3 k; R3=20 k; R4=10 k; R5=2 k; R6=100 ohm, presa centrale; si noti che con 1F, 2F, 3F, 4F, si son volute indicare, rispettivamente, la fondamentale, la seconda, la terza e la quarta armonica.

SCONVOLTA NEW YORK DALLA TELEVISIONE

Con i suoi cinque milioni di apparecchi, la televisione va trasformando i gusti e le condizioni degli abitanti di una intera città

di RENZO RENZI (Universal Press)

I TEMPI in cui, qui a New York, ai rimaneva stupiti di ascoltare una voce o una musica che veniva da lontano attraverso un magico apparecchio irto di manopole, di bottoni e di quadranti, non è lontano. Sono ancora tempi della nostra generazione. Le cose di cui siamo stati testimoni non possono essere, in termini assoluti, tanto remote: eppure ci sembrano già lontanissime e come la radio ha fatto di colpo invecchiare il telefono, così la televisione ha aggiunto qualche anno di più alla Radio.

New York è una città per sua natura estremamente adattabile ed oggi essa, nella sua funzione di centro chiave della televisione, si va conformando alla nuova meraviglia ed anche trasformando in certi suoi giusti e certe sue abitudini. Come un tempo e precisamente venticinque anni fa si sentiva la pressione della radio che si andava diffondendo giorno per giorno, ora per ora, oggi a New York si sente l'enorme pressione di questo nuovo e straordinario mezzo. Il nuovayorchese ha oggi una ragione di più per starsene a casa. Senza spendere un soldo: al solo giro di un bottone ha la scelta di un pellicola del Far West, le battute di spirito di un comico famoso, le gare di prontezza e di cultura, le canzoni di successo, la lotta libera, una commedia, gli incontri di pugilato e molte altre cose. La televisione è oramai entrata nella vita normale, fa già parte della nostra vita ed anche quelli che non posseggono un apparecchio televisivo sono presi nel gorgo, vanno a vedere quello di un amico e sanno bene che, prima o poi, lo compreranno anche loro.

Ogni volta che ho occasione di prendere una linea ferroviaria del Long Island per andare a trovare certi miei amici che abitano a Oyster Bay, passando col treno, noto che il numero delle antenne sui tetti delle case dei sobborghi di New York aumenta sempre di più. Un paio d'anni fa se ne vedeva qualcuna qua e là: oggi è una selva di strane protuberanze erette verso il cielo, di forme e di grandezze varie, ma aventi tutte lo stesso orientamento, quasi come elementi di un solo strumento musicale, accordati all'unisono da un'unica mano. Quelle antenne sembrano strarsene là con due invisibili occhi fissi verso l'infinito e pronte a captare le immagini imprigionate nell'etere. A pensarci un momento c'è da impazzire di stupore. Eppure anche la televisione è cosa certa; si può dire, oramai, alla portata di tutti. Girando per New York non si riesce a percorrere un isolato senza notare in qualche vetrina una serie di mobili piccoli e grandi, dagli schermi che sembrano tanti grandi occhi aperti su di voi e momentaneamente vuoti di immagini come la tela di un cinematografo, ma pronti ad animarsi alla sola introduzione della spina nella presa di corrente ed allo scatto nervoso di un interruttore. In quella piccola cassetta o in quel mobiletto che si può cacciare i qualsiasi angola della vostra stanza, è imprigionato tutto un mondo vario, impensabile, imprevedibile che non chiede altro che di scatenarsi dinnanzi a voi con tutta l'aggressività e l'autorità delle cose nuove. Per New York si vedono girare — e sono diventati comuni — gli autofurgoni delle stazioni trasmittenti che si recano nei luoghi ove si svolge qualche avvenimento da tele-trasmettere.

Proprio una di queste sere, mentre pranzavo in un ristorante della settima Avenue, fra la 55.ma e la 56.ma strada, alle nove precise le luci si sono spente e su di un grande schermo di dodici metri quadri è cominciata la proiezione di un programma televisivo di varietà. Insomma, la televisione sta insinuandosi dappertutto, qui a New York e sta invadendo i luoghi ove cinque anni fa non avremmo mai potuto supporre che si potesse cacciare...

Non parliamo dei bar: un bar senza la televisione che dia modo ai clienti di seguire le fasi del « fight », dell'incontro di box o del « wrestling » è un bar che rischia di perdere, a lungo andare, tutta la clientela. Varie sale d'aspetto dei cinematografi e di altri locali pubblici sono pure forniti di apparecchi televisivi. Ci sono alberghi che hanno un apparecchio di televisione nella maggior parte delle camere, altri che lo forniscono a richiesta dei clienti. Si parla di 5.000.000 di apparecchi in funzione per la fine di febbraio di questo anno e la concorrenza fra le numerose case produttrici è oramai cominciata. I prezzi diminuiscono si può dire ogni giorno. E' diventata una cosa normalissima, per esempio, l'offerta di una installazione di prova per una settimana o dieci giorni. Basta chiamare la Ditta al telefono, dare il proprio nome ed indirizzo ed il giorno stesso, nello spazio di un'ora, l'apparecchio televisivo viene installato nel vostro salotto senza che dobbiate tirar fuori un centesimo. Se deciderete di acquistarlo, potrete, naturalmente, pagarlo a rate.

La televisione, nonostante i suoi pochi anni di vita, ha già i suoi eroi. Provate ad andare dagli amici in certi giorni e in certe ore: li troverete tutti raccolti davanti all'apparecchio a vedere il programma di Arthur Godfrey o di Milton Berle, oppure saranno i ragazzi che, lanciando grida per l'emozione, seguiranno le vicende di Hapalong Cassidy, oppure si divertiranno osservando le marionette o i fantocci del pomeriggio.

Già da adesso nei subways, negli autobus, nelle strade si sente discutere animatamente sui programmi della sera prima e l'interesse diventa sempre maggiore. Cosa incredibile, fantastica, la televisione qui a New York, ove otto milioni di persone possono, se vogliono, vedere e sentire tutto quello che avviene nel mondo seduti sulla poltrona del proprio salotto...

PRINCIPIO FONDAMENTALE DEL METODO DELLA "MISCELA DELLE ALTE FREQUENZE"

ANTONIO NICOLICH

L'occhio umano è più sensibile alle variazioni di brillantezza che alle variazioni di colore di un oggetto immagine. In conseguenza la scansione di un quadro televisivo colorato può avvenire con una risoluzione inferiore a quella richiesta per la buona riproduzione dei chiaroscuri in bianco e nero. Se un sistema televisivo trasmettesse tre immagini colorate complete separate con lo stesso grado di finezza adottato per le immagini in bianco e nero si avrebbe uno spreco di mezzi e una complicazione di apparecchiature del tutto ingiustificati, perchè equivalenti a trasmettere e riprodurre delle informazioni che l'occhio non può percepire; sarebbe come se in radiofonia si proporzionassero trasmettitori e ricevitori per frequenze di modulazione superiori ai 15 kHz.

Il sistema di sovrapporre la miscela delle alte frequenze video raggiunge lo scopo di eliminare l'accennato spreco, trasmettendo le componenti di frequenza comprese fra 0 e 2 MHz delle tre immagini colorate separatamente, e irradiando un quarto segnale generato dalla mescolazione delle componenti di frequenza comprese fra 2 e 4 MHz dei segnali rosso e verde. Il processo si svolge così: i tre segnali *V*, *R*, *B*, completi, contenenti cioè ciascuno tutte le frequenze da 0 a 4 MHz, generati dalle tre telecamere vengono immessi in tre filtri passa basso, che provvedono al taglio delle frequenze da 2 a 4 MHz di ciascun canale colorato: all'uscita di tali filtri si ritrovano i segnali *V*, *R*, *B* provvisti delle sole componenti di bassa frequenza. I segnali verde e rosso completi, oltre che ai rispettivi filtri suddetti, pervengono ad un mescolatore, dal quale esce un segnale composto, che, attraverso un filtro passa alto (da 2 a 4 MHz), viene spogliato delle componenti di bassa frequenza, risultando perciò costituito dalla sola miscela vera e propria delle alte frequenze dovute al verde e al rosso. Questa miscela viene successivamente sommata al segnale verde di bassa frequenza per mezzo di un secondo mescolatore, costituendo un unico segnale sfruttabile anche per la ricezione in bianco e nero. In definitiva vengono irradiati dal trasmettitore i segnali rosso e blu colle sole componenti di bassa frequenza e il segnale composto dalle basse frequenze del canale verde sommate alla miscela delle alte frequenze dei canali verde e rosso. In ricezione al cinescopio verde perviene il segnale composto testè menzionato, al cinescopio rosso perviene analogamente un segnale composto dalle componenti di b.f. del canale rosso sommate attraverso ad un opportuno filtro passa alto (alimentato dal segnale per il cinescopio verde) e ad un mescolatore, alla miscela delle alte frequenze dovute al rosso e al verde; il segnale blu perviene al cinescopio blu colle sole componenti di b.f. perchè a nulla gioverebbe la sovrapposizione delle alte frequenze a questo colore a motivo che la sensibilità dell'occhio umano al blu è molto minore che per il rosso e il verde. La parte del segnale applicato ai cinescopi verde e rosso dovuta alla miscela delle alte frequenze è simile alle componenti di alte frequenze generate da una telecamera pancromatica comunemente usata per le riprese in bianco e nero; il segnale prodotto da una tale camera contiene tutte le informazioni corrispondenti ad una finezza di dettaglio in bianco e nero equivalente alla gamma da 0 a 4 MHz, quindi l'immagine colorata presenterà questa risoluzione per quanto riguarda la brillantezza. Poichè la miscela da 2 a 4 MHz è comune ai canali ricevuti verde e rosso, la riproduzione di questi due colori, dal solo punto di vista delle differenze di colore o « risoluzione cromatica », è affidata alle sole basse frequenze da 0 a 2 MHz, ciò che permette di realizzare l'obiettivo principale, cioè la diminuzione della banda passante, senza pregiudizio della qualità dell'immagine ricevuta sia per finezza di dettaglio, sia per naturalezza di colori.

Sistematiche ed accurate prove eseguite con varie persone dal Bedford dei Laboratori RCA, allo scopo di determinare la sensibilità dell'occhio umano alle variazioni di brillantezza in bianco e nero, come pure alle variazioni di brillantezza dei tre colori fondamentali rispetto al nero, infine la sensibilità alle variazioni di colore quando la brillantezza sia tarata in modo da rendere minima la percezione della separazione tra due aree consecutive di diverso colore, hanno fornito i risultati che riportiamo qui sotto.

La sensibilità alle varie combinazioni colorate sono espresse in percento della sensibilità dell'occhio al chiaro-scuro bianco e nero posto uguale al 100%. In ciascuna combinazione cromatica la brillantezza dei due colori componenti è determinata assumendo per il colore meno brillante il 10% della sua brillantezza con cui costituisce la luce bianca unitamente agli altri due colori fondamentali, e diminuendo la brillantezza del colore più brillante ad opportuna percentuale della brillantezza suddetta del primo colore, percentuale per la quale la sensibilità dell'occhio alle transizioni lineari tra area e area è resa minima. Così ad es. dicendo che la sensibilità dell'occhio per la combinazione verde-rosso è uguale al 40% si vuole significare che detta sensibilità alle variazioni di colore nel passaggio da un'area verde all'adiacente area rossa è 0,4 volte la sensibilità che l'occhio possiede nell'apprezzare le variazioni di brillantezze nel passaggio da un'area bianca ad una nera adiacente. Le brillantezze singole dei colori componenti in questo caso sono: 1) per il rosso (meno brillante) il 100% della intensità con cui questo colore costituisce la luce bianca quando mescolato al verde e col blu; 2) per il verde (più brillante) il 49% dell'intensità testè definita per il rosso. I risultati delle esperienze del Bedford sopra accennate possono riassumersi nella seguente tabella in cui le prime quattro combinazioni riguardano le variazioni di brillantezza, mentre le ultime tre riguardano le variazioni di colore:

Combinazione cromatica	*Sensibilità dell'occhio* %	*Brillantezze relative dei componenti* %
Bianco-nero	100	Bianco 100
Verde-nero	94	Verde 100
Rosso-nero	90	Rosso 100
Blu-nero	26	Blu 100
Verde-rosso	40	Rosso 100; verde 49
Verde-blu	19	Blu 100; verde 3,3
Rosso-blu	23	Blu 100; rosso 6,3

La maggior sensibilità dell'occhio per le variazioni di colore si verifica per la combinazione verde-rosso; per essa tuttavia la sensibilità è solo il 40% di quella per bianco e nero. Ciò significa che il verde e il rosso possono essere discriminati in corrispondenza di uno spettro di frequenza che è 0,4 volte la frequenza massima f_{max} del canale video per bianco e nero; ossia i segnali componenti video di tutti tre i colori dovranno essere mantenuti separati fino alla frequenza 0,4 f_{max} al di sopra della quale le frequenze dei tre segnali possono essere combinate a costituire la miscela delle alte frequenze per l'ottenimento della finezza di dettaglio pari a quella che si avrebbe con la frequenza video massima nel canale per bianco e nero.

La scarsa sensibilità dell'occhio alle combinazioni del colore blu (26% col nero, 19% col verde, 23% col rosso) suggerisce che non si trarrebbe nessun vantaggio da una miscela di alte frequenze comprendente la componente blu. Inoltre la banda del canale corrispondente può essere fatta proporzionalmente più stretta. Poichè nella determinazione della sensibilità del verde-rosso il verde ha una brillantezza pari al 49% di quella del rosso, partendo dalla condizione rosso-nero (per cui la sensibilità è il 90%) e aggiungendo il 49% di luce verde all'area nera adiacente a quella rossa, si otterrà di rendere il meno possibile visibile la linea di confine tra le due aree dall'uguaglianza delle brillantezze delle due luci. Ne consegue un fenomeno di mascheramento della risoluzione ad opera della « brillantezza di mascheramento ». E' evidente che nella combinazione verde-rosso la brillantezza di mascheramento del verde è il 100% e quella del rosso è il 49%. La sensibilità del 19% della combinazione verde-blu è ottenuta con una brillantezza di luce verde, pari al 3,3% di quella del blu posta uguale al 100%; se ne deduce che la brillantezza di mascheramento del blu per la combinazione verde-blu è il 3,3% di quella del verde. Analogamente la sensibilità del 23% della combinazione rosso-blu è ottenibile con brillantezza del rosso pari al 6,3% di quella del blu posta uguale al 100%, se ne deduce che la brillantezza di mascheramento del blu è il 6,3% di quella del rosso, già riconosciuta sopra uguale al 49%, ossia $(6{,}3 \times 49)/100 = 3{,}1\%$. Nella composizione della miscela delle alte frequenze si useranno pertanto i valori di brillantezze di mascheramento:

100 % per il verde
49 % » » rosso
3,1% » » blu

Facendo uso solo dei segnali rosso e verde, il primo entrerà a comporre la miscela con intensità pari al 49% di quella del verde; in queste condizioni si dovrà provvedere un filtro passa banda per isolare la gamma delle alte frequenze compresa fra 0,4 f_{max} e f_{max}.

In ricezione la miscela delle alte frequenze può essere applicata o al cinescopio verde, o a quello rosso, o a entrambi con intensità differenti, tenendo presente che una data intensità applicata al rosso ha un effetto che è solo il 49% di quello che si avrebbe se la stessa intensità di miscela fosse applicata al cinescopio verde. Per la miglior qualità di riproduzione il guadagno efficace netto del canale delle alte fre-

quenze mescolate, definito come rapporto dell'uscita della luce dovuta alle alte frequenze del verde, aumentate del 49% dell'uscita della luce dovuta alle alte frequenze del rosso in ricezione, alle stesse quantità riferite alla luce di entrata nella scena trasmessa, deve uguagliare il guadagno o amplificazione delle basse frequenze di un canale colorato, guadagno che deve essere costante per i 3 canali cromatici allo scopo di ottenere la migliore fedeltà al colore. (6503)

NOTE DI DOCUMENTAZIONE

IL PROBLEMA DELLE RADIOTRASMISSIONI IN GRAN BRETAGNA

La Commissione Speciale costituita dal Lord Presidente del Consiglio e dal Ministro delle Comunicazioni per esaminare il problema delle trasmissioni radiofoniche e televisive in Gran Bretagna ed esprimere un parere sul modo in cui questi servizi dovrebbero essere svolti dopo la fine dell'anno in corso, ha presentato recentemente il suo rapporto a firma del Presidente della Commissione, Lord Beveridge, e degli altri dieci membri della Commissione. Dato il particolare interesse che l'argomento riveste per tutti i paesi dotati di un importante servizio radiofonico, diamo un sunto del Rapporto a scopo di documentazione.

Per poter esprimere il suo parere, la Commissione ha consultato sia l'Ente Radiofonico Britannico, come pure molti dei critici dell'attuale sistema consistente nell'affidare tutte le radiotrasmissioni al controllo di un'unica autorità. L'Ente Radiofonico Britannico ha espresso alla Commissione la sua convinzione secondo cui il pubblico servizio delle radiotrasmissioni può essere efficiente solo se rimane un monopolio. Nel suo rapporto la Commissione appoggia pienamente il punto di vista dell'Ente Radiofonico Britannico. « Siamo giunti alla conclusione », dice infatti il rapporto, « che in Gran Bretagna le radiotrasmissioni devono rimanere prerogativa di un unico ente. Noi siamo di parere diverso dai critici dell'attuale sistema riguardo ai mezzi più che riguardo ai fini e siamo convinti che i fini che gli attuali critici vorrebbero raggiungere possono essere meglio raggiunti da un unico ente autorizzato del genere che proponiamo ».

Un'altra fondamentale questione che la Commissione doveva esaminare era se l'attuale statuto della B.B.C. dovesse essere rinnovato nella stessa forma. A questo quesito la Commissione ha risposto negativamente: « Desideriamo innanzi tutto rendere tributo all'efficienza della B.B.C., al senso di spirito pubblico che anima questo ente e al suo successo nel mantenere alti livelli nel gusto e nella cultura e nel conservare la massima imparzialità. Pure, dopo aver espresso questo riconoscimento, noi rispondiamo negativamente alla questione del rinnovo dello statuto nella sua attuale forma. Lo statuto futuro dovrà sotto certi aspetti essere diverso da quello attuale: poichè la continuazione del monopolio delle radiotrasmissioni nella forma avuta finora presenta dei pericoli che richiedono delle salvaguardie ».

Controllo parlamentare sulle radiotrasmissioni

La Commissione ha anche esaminato il controllo parlamentare sulle radiotrasmissioni e si è dichiarata contraria a rendere un Ministro direttamente responsabile verso il Parlamento. « Le radiotrasmissioni devono avere un'indipendenza di critica dal Parlamento maggiore da quella posseduta dalle autorità preposte all'industrie nazionalizzate. D'altra parte, il Parlamento deve ricevere più ampie informazioni circa l'opera svolta dall'Ente Radiofonico di quelle ricevute finora nei rapporti e nei bilanci annuali. Il Parlamento dovrebbe aver diritto di ottenere queste ulteriori informazioni e non riceverle per gentile consenso dell'Ente ».

Il rapporto della Commissione continua sottolineando che « nè la concorrenza nè il controllo parlamentare possono essere portati abbastanza a fondo da proteggere il servizio di radiotrasmissioni dai pericoli del monopolio senza creare pericoli maggiori. Il pericolo della concorrenza diretta per gli utenti è quello di un abbassamento nei livelli delle trasmissioni. Le radiotrasmissioni devono essere considerate come servizio pubblico e non come la vendita di una merce popolare. I pericoli di un dettagliato controllo parlamentare sono duplici. Tale controllo induce inevitabilmente coloro che sono responsabili della preparazione dei programmi a preoccuparsi principalmente di mettersi al riparo da qualsiasi critica. In secondo luogo, tale controllo pone le radiotrasmissioni sotto un influsso delle particolari idee politiche dominanti a un dato momento. Ripetiamo però che il Parlamento dovrà ricevere maggiori informazioni circa il bilancio dell'Ente Radiofonico ».

Esclusi i programmi finanziati commercialmente

La Commissione respinge quindi la proposta di programmi finanziati commerciali sottolineando che tale sistema « pone il controllo delle radiotrasmissioni nelle mani di persone il cui interesse non è la radiotrasmissione stessa ma la vendita di qualche altra merce o servizio o la propagazione di particolari idee. Se il popolo di un paese vuole delle radiotrasmissioni che siano fine a se stesse, deve essere disposto a pagare per esse. Non deve chiedere di averle gratuitamente come accompagnamento alla pubblicità di qualche altra merce. Noi siamo favorevoli al mantenimento dell'attuale sistema di abbonamenti per far fronte al costo delle radiotrasmissioni ». ***In Italia si ha l'uno e l'altro, ogni ulteriore commento è superfluo*** **(N. d. R.).**

La Commissione ha esaminato dettagliatamente ognuna delle varie categorie in cui si suddividono le varie trasmissioni della B.B.C. Queste si possono suddividere in cinque gruppi principali: trasmissioni di divertimento, religiose, educative, politiche e trasmissioni per l'estero. La questione delle trasmissioni televisive è stata esaminata separatamente.

La Commissione ha dichiarato che il livello dei vari programmi è generalmente buono, ma ha raccomandato consultazioni più vaste con esperti al di fuori dell'Ente sui programmi più importanti. « Un altro miglioramento consisterebbe nel chiedere e incoraggiare le critiche di persone fuori dell'Ente capaci di esprimere un parere sui vari problemi. La B.B.C. ha saputo attirarsi l'interessamento di molti seri ascoltatori; ma non esiste un mezzo riconosciuto per esprimere i commenti che questo interesse può suscitare ».

Radiotrasmissioni religiose e politiche

La Commissione ha riconosciuto che la questione delle trasmissioni religiose presenta gravi difficoltà, ed ha espresso un parere favorevole circa la continuazione del sistema attualmente in uso.

La Commissione ritiene che le questioni politiche siano state trattate dalla B.B.C. in maniera soddisfacente. « Eliminare ogni controversia politica dal microfono significherebbe lasciare inutilizzato un mezzo prezioso per lo svolgimento di quelle discussioni che sono l'essenza della democrazia. Noi attribuiamo grande importanza all'uso del microfono per la discussione delle questioni del giorno per quanto controverse. Noi desidereremmo che le radiotrasmissioni venissero usate sempre più come mezzo per aiutare la democrazia a comprendere le questioni sulle quali è chiamata a prendere delle decisioni ».

Le radiotrasmissioni scolastiche sono state particolarmente lodate dalla Commissione. « Il materiale presentato dalla B.B.C. con l'aiuto del Consiglio per le Radiotrasmissioni scolastiche è ottimo. Queste trasmissioni devono aprire nuove finestre nella mente della gioventù e conquistarla a nuove idee ».

Nessuna separazione fra televisione e radiotrasmissioni

La Commissione non ha raccomandato nessuna divisione fra televisione e radiotrasmissioni, ma ha proposto che, nel quadro generale della B.B.C., la televisione goda di una autonomia maggiore di quella avuta finora. D'altra parte, la Commissione ritiene che il Governo dovrebbe avere, riguardo alla televisione, poteri di direzione maggiori di quelli posseduti nel campo delle radiotrasmissioni. Ciò a causa dei particolari problemi tecnici e del vantaggio che si potrebbe trarre dall'uso della televisione per pubbliche proiezioni al di fuori della sfera della B.B.C.

Secondo il parere della Commissione, le radiotrasmissioni per l'estero dovrebbero continuare a essere controllate dallo stesso ente che si occupa delle trasmissioni per l'interno. « Lo scopo delle trasmissioni per l'estero costituisce sempre un servizio per la Gran Bretagna; esse devono essere una proiezione della Gran Bretagna sul resto del mondo. Ma senza dubbio queste trasmissioni devono dare agli ascoltatori all'estero qualcosa che essi desiderano, altrimenti esse non sarebbero ascoltate. Il volume di lettere ricevute dalla B.B.C. dall'estero è considerevole; esso ammontò a 62.000 nel 1949 e per la maggior parte si tratta di lettere di approvazione ».

Per giungere a queste conclusioni la Commissione ha svolto 18 mesi di accurato e dettagliato lavoro e ha tenuto 62 riunioni, oltre a interviste e inchieste tenute dalle sotto-commissioni.

OSCILLATORE MODULATO

di ERNESTO VIGANÒ

Finora non avevo costruito un buon oscillatore modulato e mi ero sempre arrangiato in qualche modo, perchè, a parte il tempo veramente scarso che ho a disposizione, volevo studiare un circuito che alla semplicità unisse una buona efficienza e tutte le caratteristiche dei tipi di maggiro pregio. Tra queste, prima anzi fra tutte, la stabilità a lunga durata. Se è abbastanza facile costruire un oscillatore stabile su di una frequenza per breve tempo, assai più difficile è montarlo in modo che, anche dopo molto tempo, si trovi ancora su quella frequenza quando venga rimesso in funzione, o che vi resti dopo varie ore di funzionamento. Naturalmente non si deve andare a cercare il pel nell'uovo, in ogni caso si tratta di strumenti dirò industriali e per di più autocostruiti, e quindi, salvo rari casi, senza tutti quei particolari costruttivi meccanici che sono una buona percentuale dei pregi di una qualsiasi apparecchiatura professionale. Se noi consideriamo per esempio il BC 221, frequenzimetro veramente eccezionale come bontà, e ne analizziamo lo schema, lo troviamo estremamente semplice, realizzabile da chiunque, in teoria, ma in pratica impossibile a costruirsi in casa a meno di non avere una officina meccanica di precisione a disposizione. Tornando al nostro oscillatore, ho voluto montare un circuito che desse buon affidamento come stabilità di taratura e nello stesso tempo che mi permettesse di metterlo in piedi senza bisogno di cose eccezionali.

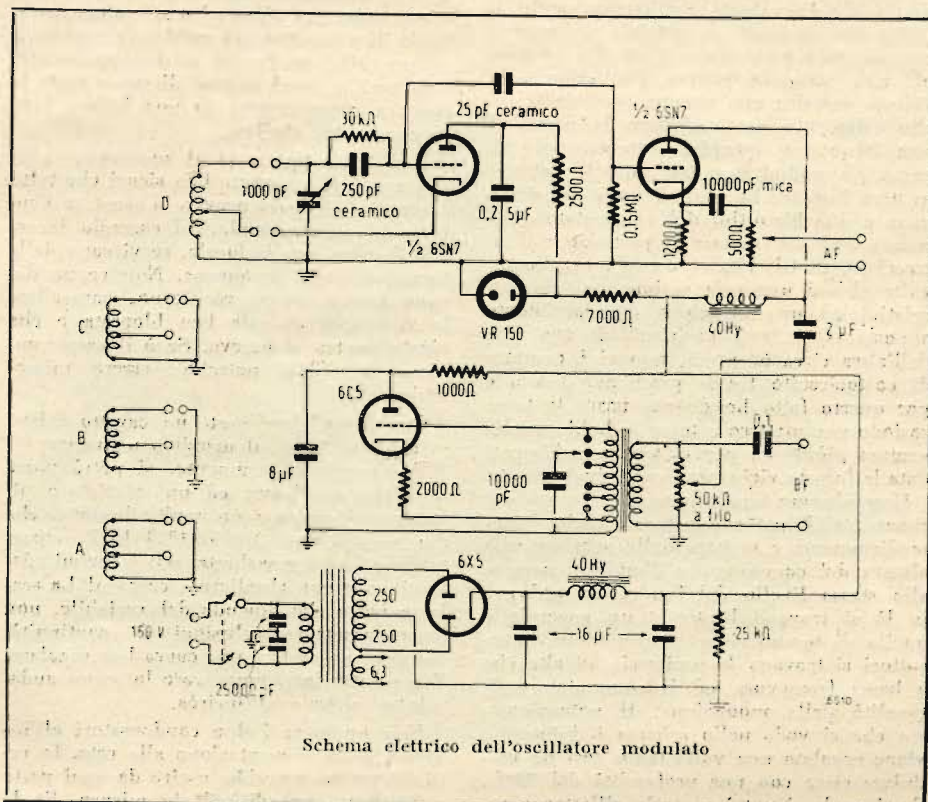
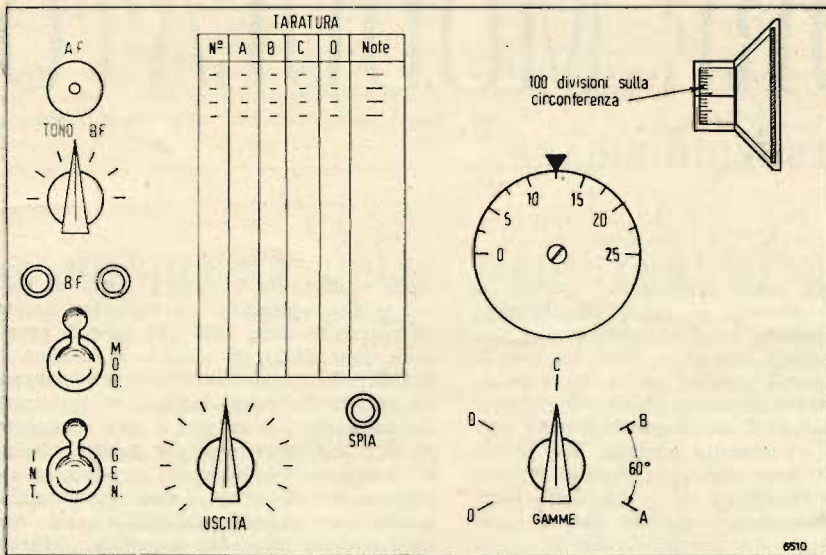
Scartato a priori l'ottimo circuito Klapp, perchè funziona egregiamente purtroppo solo su di una ristretta gamma ed era mia intenzione di non costruire un centopiedi che ad ogni istante dovesse essere commutato, ho scelto, e tra l'altro c'era assai poco da scegliere, il solito Hartley col catodo caldo e la placca a massa, come potenziale a radiofrequenza. Infatti questo circuito, se non viene troppo caricato, se cioè è abbastanza indipendente dai circuiti che seguono, permette di ottenere una stabilità veramente assai sorprendente. Come valvola oscillatrice ho usato una 6SN7. Una sola sezione. L'altra sezione è stata collegata come segue: la griglia in parallelo a quella oscillatrice, la placca viene modulata di ampiezza da una 6C5, e dalla resistenza catodica viene prelevato il segnale in modo da non disturbare minimamente la parte generatrice di alta frequenza. Questa disposizione, in aggiunta alla tensione anodica rigorosamente controllata da una VR 150, mi ha permesso di ottenere la stabilità a lunga distanza di tempo, con una buona indipendenza dal circuito esterno. Infatti, controllando con un oscillatore a quarzo, tra la posizione dell'uscita « a vuoto » ed « in corto circuito », la differenza a circa 35 MHz era appena apprezzabile come battimento.

Ho curato pure la parte a bassa frequenza, cercando di ottenere una forma di onda il più possibile sinusoidale senza ricorrere a circuiti troppo complessi, e che mi fosse possibile variare la frequenza entro certi limiti senza perdere in qualità, in modo da ottenere la possibilità di poter provare qualche amplificatore od altro circuito di bassa frequenza, dato che per la modulazione è prevista una uscita a parte, così da avere una chiara idea se vi è distorsione o meno. E anche questo è stato ottenuto con un circuito analogo, che ho ricordato di aver visto una diecina di anni fa in un Handbook, a quello della parte ad alta frequenza, solo che qui si tratta di un trasformatore universale di uscita tra una linea a 500 ohm ed una serie di prese a bassa impedenza per bobine mobili, prese a cui sono collegate la griglia ed il catodo oltre ad un certo numero di condensatori di varia capacità così da ottenere una serie di frequenze abbastanza numerosa.

Per l'alimentazione ho ricorso ad un trasformatore che fornisce 500 V con presa centrale così da dare 250 V alle placche della 6X5 (in verità ho usato la corrispondente loctal 7Y4) con una resistenza da 25000 ohm, una impedenza di filtro di una quarantina di henry che può portare una ventina di millampere e due elettrolitici da 16 microfarad ciascuno.

Come si vede anche dallo schema, la costruzione non offre serie difficoltà dal punto di vista elettrico, tutto è chiaro e semplice, ma le difficoltà iniziano ora.

Come prima si presenta la scelta delle gamme. Tante e corte o poche e assai vaste? Personalmente ho risposto a questo quesito adottando la seconda soluzione, per molti motivi, fra i quali il fatto di possedere uno splendido condensatore isolato in quarzo di circa 1000 pF, (per la precisione sono 1021), di ridurre al minimo il fastidio del prova e riprova per mettere in gamma le varie bobine, e soprattutto dal fatto che questo non è uno strumento di altissima precisione per misure assolute, ma serve per controlli correnti su ricevitori più che altro di tipo commerciale, montati con gruppi, variabili e scale che renderebbero oltre che superflua, difficoltosa una messa a punto troppo accurata. In quei casi in cui questa precisione è richiesta conviene o montare un circuito da calibrare a banda stretta ed in seguito lavorare con le armoniche o addirittura ricorrere ad un oscillatore campione tarato che costerà in proporzione alla precisione con una legge piuttosto esponenziale. Perciò con sole quattro gamme copro da 40 MHz sino a 350 kHz. Naturalmente con una buona sovrapposizione delle gamme. I dati delle bobine relativi sono riportati nella tabella a parte.

E veniamo ora alla costruzione meccanica vera e propria. Come prima ho detto, questa ha una grandissima importanza per quanto concerne la costanza di taratura dell'oscillatore, è logico che una bobina mal fissata, che balli ad ogni vibrazione, mal schermata o collegamenti troppo lunghi e non bloccati dalla rigidità del filo permetteranno agli elementi del circuito di variare la propria capacità verso massa e quindi la frequenza di risonanza. Pertanto tutti i collegamenti nel circuito, per

Schema elettrico dell'oscillatore modulato

Aspetto schematico del pannello frontale dell'oscillatore modulato

tutta la parte ad alta frequenza, sono stati fatti con filo di rame assai robusto, di circa due millimetri di diametro.

Il complesso è racchiuso in una scatola di lamiera stagnata di un millimetro (è stata scelta stagnata per poterla saldare più facilmente) delle dimensioni di 200x160x145 mm, mentre il pannello misura 200x160 mm. In alto a destra ho montato la manopola a demoltiplica, del tipo « surplus » a vite senza fine con un rapporto 1/50, cioè per fare il mezzo giro del variabile la manopola deve fare ben 25 rivoluzioni. Poichè quest'ultima è calibrata in 100 divisioni, risulta un totale di 250 divisioni, sufficienti ad una buona lettura anche alle frequenze più elevate.

Il variabile si trova dietro la manopola con l'asse normale al pannello, alla sua destra c'è la valvola oscillatrice, sotto il telaio che sorregge il variabile si trova il commutatore ceramico a 3 vie e 5 posizioni, una resta di riserva per quando si volesse inserire una gamma speciale o anche solamente per escludere la parte ad alta frequenza quando interessa solo la parte ad audiofrequenza, con le relative quattro bobine. Le sezioni usate appartengono a due biscottini del commutatore separati, così da evitare il pasticcio e l'intrecciarsi di fili che si verifica ogni qualvolta si usa una sola sezione coi contatti relativi ad una posizione diametralmente opposta. Qui le 5 posizioni distano una dall'altra circa 60 gradi, non vi è contatto di cortocircuito tra le prese non usate, e per questo fatto ho dovuto usare la terza sezione per mettere a terra le bobine della gamma più bassa per evitare assorbimenti data la forzata vicinanza degli avvolgimenti.

Uno schermo separa tutta questa parte dal rimanente. Il potenziometro di uscita è immediatamente a sinistra dello schermo alla altezza del commutatore d'onda e, sempre allo stesso livello dal fondo, un po' più in là si trovano l'interruttore generale e quello di modulazione. Sopra i due interruttori si trovano le uscite sia ad alta che a bassa frequenza, ed il commutatore di tonalità della moduzione. Il potenziometro che si vede nello schema è interno e viene regolato una volta tanto così da modulare circa con una profondità del 30%. Se si vuole si potrà portarlo all'esterno regolando l'uscita in bassa frequenza, però non l'ho trovato necessario. Tutta la parte modulatrice si trova a sinistra dello scher mo prima citato ed alla stessa altezza di quella di alta frequenza, infatti è montata su di un telaino avvitato a livello con l'altro, e direttamente al di sotto c'è la parte di alimentazione. Una cassettina in masonite soffice racchiude il gruppo delle bobine così da proteggerle da sbalzi di temperatura che si potrebbero verificare dopo un uso prolungato. Lo stesso risultato si otterrà usando del legno, ma con maggiori difficoltà di lavorazione. In parallelo alle bobine non ci sono compensatori nè all'interno nuclei di ferro, li ho trovati fonte di instabilità e di dispiaceri durante il montaggio e la taratura. Le bobine, di cui dò i dati di massima, andranno, se sarà il caso, aggiustate con santa pazienza muovendo spira per spira ed ogni volta rimontando il complesso in modo da riportarsi sempre alle condizioni di funzionamento. Solo così si potrà evitare di rifare tutta la taratura compromessa da una lettura fatta in condizioni sballate.

Una volta terminato il montaggio e la taratura, e dopo essere ben sicuri che tutto è a posto, si dovrà provare a scuotere l'apparecchio controllando, ad esempio facendolo battere con la locale, se vi sono delle variazioni nella frequenza. Non ve ne devono essere. Se si verificano, controllate la manopola che sia ben bloccata e che niento dentro si muova. Se è il caso cambiare la 6SN7, potrebbe essere microfonica.

Con l'oscillatore usate un cavetto a bassa capacità lungo al massimo un metro.

Per tarare lo strumento, si potrà usare un altro oscillatore ed un rivelatore di battimenti, oppure un multivibratore che dia segnali ogni 100 e 1000 kHZ, riportando prima i megahertz, poi i decimi. Attenzione a non sbagliare a contare! La scala, a parte che dipende dal variabile, non deve presentare soluzioni di continuità, ma deve presentare una curva ben regolare. E per tutte le gamme avere lo stesso andamento, almeno all'incirca.

Non omettere i due condensatori all'ingresso della alimentazione alla rete, la radiofrequenza potrebbe uscire da ogni parte e rendere assai difficili le misure. Se la residua del variabile, o per le valvole usate (infatti al posto della 6SN7 due 6C4 vanno benone, tanto per esempio) o per il montaggio usato dovesse essere troppo piccola, caricare il circuito oscillante con qualche condensatore in ceramica (non a mica!) a coefficiente di temperatura zero, cioè di capacità stabile anche al variare della temperatura, di adatto valore. La mica a volte gioca brutti scherzi risentendo troppo dei cambiamenti delle condizioni ambientali.

Durante le misure occorre fare attenzione che il segnale entri da dove si vuole nel circuito e non da altri posti, altrimenti si possono avere dei risultati falsati e non giungere ad un perfetto allineamento. Infatti, a volte, un circuito che sia accoppiato da un altro può influire in modo da variarne la risonanza, e se permette un ingresso di radiofrequenza che non sia quella che arriva attraverso il cavetto schermato, ma raccolta altrove, si ottengono delle indicazioni assolutamente false e ad un certo punto non si può più andare avanti.

Per quanto concerne le bobine, ecco una tabella in cui sono riportati i valori che ho usato, naturalmente potrà essere necessario qualche ritocco che sarà facile fare spostando le spire in sede di taratura. I vari campi di frequenza coperti non sfruttano su tutte le gamme la completa variazione di capacità del variabile, ma mi sono fermato, agli estremi inferiore e superiore delle due a frequenza più alta, a valori sicuramente attendibili, oltre i quali le misure rifatte a distanza di tempo non erano più corrispondenti. Ecco i valori:

TABELLA I.

Gamma da 320 kHz a 1600 MHz: 132 spire avvolte serrate su un tubo di materiale ceramico di 23 mm di diametro. Filo da 0,2 mm due coperture seta.
Gamma da 1,4 a 6,2 MHz: 28 spire di filo avvolte serrate su un tubo di materiale ceramico di 23 mm di diametro. Filo da 0,4 mm due coperture cotone.
Gamma da 6 a 18 MHz: 15 spire di filo argentato da 0,6 mm avvolto su un supporto quadrato di ceramica con gole, avente 15 mm di lato, lunghezza circa 18 mm.
Gamma da 13 a 40 MHz: 7 spire di filo come sopra su analogo supporto.

Tutte le bobine hanno la presa per il catodo a circa 2/5 delle spire dal lato terra. Questo valore va controllato in sede di taratura, perchè può variare anche da valvola a valvola, fino ad avere la minore variazione possibile della corrente di griglia, misurata con uno strumento collegato tra il telaio e la resistenza di griglia momentaneamente staccata dal lato collegato al variabile, tra la posizione di condensatore tutto aperto e tutto chiuso.

Per controllare l'uscita dell'apparecchio in taratura, si potrà usare un voltmetro in alternata in parallelo al trasformatore dell'altoparlante sia dal lato alta che bassa impedenza, adattando opportunamente la scala, od un voltmetro a valvola sul C. A.V. ma allora si potrà staccare la modulazione che risulterà superflua. (6510)

notiziario industriale

> Facendo seguito a quanto precedentemente reso noto, il prezzo della Rivista sarà aumentato a partire dal fascicolo di aprile. Vedere la relativa comunicazione a pagina 63.

Altoparlanti a larga banda a struttura bifonica coassiale

Una interessante realizzazione in campo elettroacustico è stata recentemente presentata dalle **OSAE (Officine Subalpine Apparecchiature Elettriche)**, si tratta dell'altoparlante a larga banda « AULOS DUODYNAMIC » concepito sulla base di nuovi ritrovati tecnici.

L'« AULOS DUODYNAMIC » è infatti caratterizzato da una speciale struttura bifonica coassiale particolarmente semplice, robusta, economica ed atta ad assicurare il raggiungimento di requisiti elettroacustici di prim'ordine.

Il sistema eccitatore, di normale conformazione, impiega un magnete ad elevata energia specifica; in un unico traferro di forma anulare sono disposte concentricamente, l'una all'interno dell'altra, due bobine mobili indipendenti.

La bobina mobile di maggior diametro, la cui massa è considerevole, pilota un diaframma conico a grande raggio che funge da radiatore delle basse e medie frequenze acustiche. La seconda bobina mobile, la cui massa è invece estremamente esigua, aziona un piccolo e leggero diaframma sferico, destinato alla riproduzione delle frequenze più elevate, sino al limite superiore di audibilità.

La gamma utile dell'altoparlante (estendetesi, in relazione ai tipi, da 30÷50 a 14000÷15000 Hz) viene ripartita fra le due bobine mobili per mezzo di un condensatore che funge da rete dividente.

La frequenza di scambio è dell'ordine di 3000 Hz. Anteriormente al piccolo diaframma è disposto uno speciale elemento che compie una triplice funzione: migliora la diffusione spaziale della radiazione sonora, incrementa il carico d'aria sul diaframma e ne egualizza il responso.

Il funzionamento di questo dispositivo è basato sui principi combinati del labirinto e della lente acustica; i suoi effetti si manifestano essenzialmente nella parte superiore della gamma utile (7000÷15000 Hz) con l'eliminazione praticamente completa delle irregolarità del responso (ciò che rivela una energica azione smorzatrice con favorevoli riflessi sul comportamento ai transitori), un aumento dell'efficienza dell'ordine di 6 dB (conseguente all'incremento del carico d'aria sulla membrana) e un sensibile appiattimento della caratteristica di direzionalità (dovuto all'effetto lenticolare).

Una ulteriore maggiorazione del rendimento nella parte superiore della gamma utile deriva, infine, dall'azione concomitante della corrente indotta nella bobina mobile ad alta frequenza, per tramite dell'accoppiamento magnetico sussistente fra le due bobine; questo effetto diviene sensibile in corrispondenza delle frequenze elevate ove determina un incremento dell'efficienza dell'ordine di 3 dB.

La presenza di un unico traferro semplifica alquanto la costruzione dell'altoparlante e rende possibile l'ottenimento di elevatissime intensità di campo senza oltrepassare ragionevoli limiti di costo.

Nei coassiali **Duodynamic** l'intensità del campo nel traferro varia fra un minimo di 12500 gauss (per il tipo di minori dimensioni) e un massimo di 17000 gauss, ciò che assicura un rendimento elettroacustico molto elevato ed un energico smorzamento dei sistemi vibranti.

I coassiali **Duodynamic** vengono attualmente fabbricati in varie esecuzioni; dal B24M (diametro 240 mm) espressamente studiato per l'impiego nei radioricevitori a modulazione di frequenza e nei radiogrammofoni ci qualità, si giunge, attraverso ad alcuni tipi intermedi, al B38M (diametro 380 mm) caratterizzato da un rendimento ed una capacità di carico elevatissimi; esso è particolarmente indicato per l'impiego in cinematografia, ove si presta per sostituire con vantaggio economico e qualitativo, sistemi riproduttori a due canali separati, comprendenti altoparlanti a cono e unità a tromba multicellulare.

Contratti di apparecchi televisivi

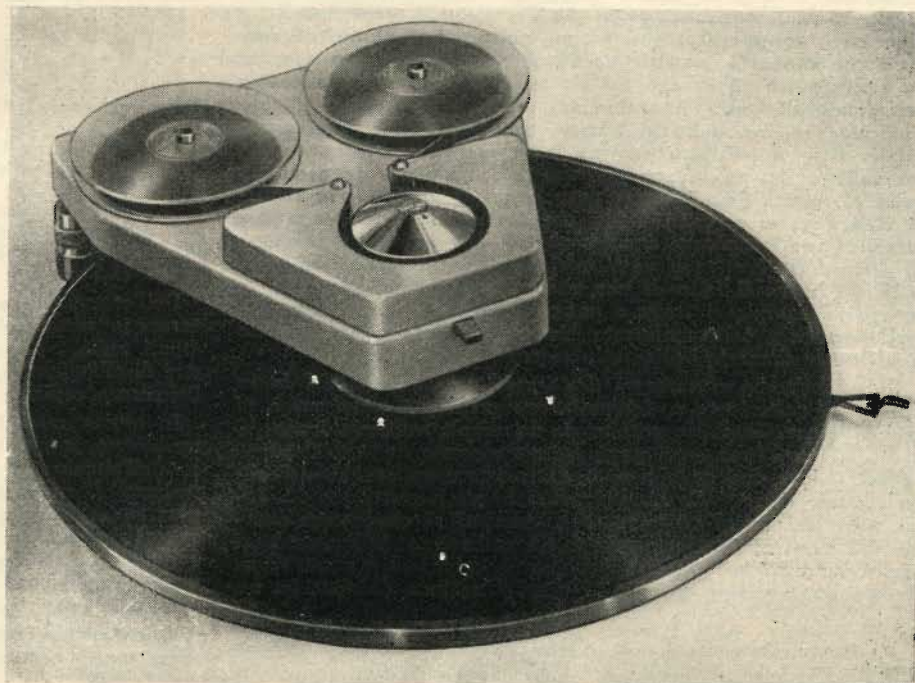
La **Marconi Wireless Telegraph Co.** di Chelmsford ha ottenuto due importanti contratti per la fornitura di studi televisivi e attrezzature mobili alla **Canadian Broadcasting Corporation** da usarsi presso le stazioni che verranno costruite a Toronto e a Montreal.

In Canadà vi è un vasto programma televisivo e queste stazioni della C.B.C. saranno le prime a funzionare nel Dominion (fine del 1951).

La **Marconi** si è accaparrata i contratti, per un valore complessivo di circa 500 mila dollari, nonostante l'intensa concorrenza dei fabbricanti nordamericani.

Registratore e riproduttore a nastro magnetico applicabile a qualunque complesso giradischi

Il Philmagna - 15 - è un apparecchio registratore e riproduttore a nastro magnetico da applicarsi al disopra del piatto di qualunque complesso giradischi, sia esso funzionante con motorino a molla, sia funzionante con motorino elettrico. Si applica, come comunemente avviene per un disco commerciale, senza eseguire alcuna modifica o adattamento di sorta. Il Philmagna - 15 - è stato studiato e realizzato per rendere accessibile a chiunque l'utilizzazione di un apparato fono-registratore, in quanto nuovi dispositivi meccanici ne semplificano notevolmente il funzionamento. Le qualità acustiche di riproduzione ottenibili sono buone e tali da soddisfare le esigenze del più critico competente di musica classica. Il Philmagna - 15 -, che qui riproduciamo, è costruito su brevetti **Italo Ninni** a Torino.

OLTRE I TRECENTO MEGAHERTZ (*)

ANTENNE

GINO NICOLAO (i1AHO)

Cenni generali

LA TECNICA costruttiva delle antenne per le frequenze superiori ai 300 MHz se in linea generale non denota una differenza sostanziale da quella attinente al calcolo di un elemento radiante per una qualsiasi frequenza, riveste invece un suo particolare aspetto per alcuni fatti principali. Infatti è possibile costruire antenne ad alto guadagno, non considerabili nei casi di frequenze più basse per le loro proibitive dimensioni; bisogna tener conto delle forti perdite che si producono a queste frequenze, negli isolatori, nelle linee di alimentazione, nei dielettrici in genere; ed infine è necessario ottenere un angolo di radiazione assai diverso da quello necessario per ottenere, su frequenze minori, la migliore utilizzazione dell'energia irradiata. Nell'uso e nel calcolo delle antenne adatte ad irradiate le onde ultracorte, bisogna distinguere se sia necessario ottenere una irradiazione circolare, ed il più possibile regolare (come nel caso di radiodiffusione FM, televisione) oppure fortemente direttiva (ponti radio, radianti, servizi fissi). Si dovrà poi calcolare se sia migliore l'utilizzazione della polarizzazione orizzontale o verticale, dell'antenna stessa. In questo caso ci si troverà di fronte ad un notevole problema, non ancora risolto: quale delle due polarizzazioni sia la migliore nei diversi casi. Vi sono infatti i sostenitori di ambedue i tipi di polarizzazione, che portano a vantaggio del sistema da essi scelto argomenti non facilmente confutabili. In pratica si preferirà la polarizzazione orizzontale nei casi di collegamenti in zone montuose (per le possibilità di diffrazione e riflessione, mentre saranno press'a poco equivalenti le due polarizzazioni in pianura, e sarà superiore la polarizzazione verticale nei posti mobili terrestri e sopratutto navali. Questo in linea di principio.

Per quanto riguarda la scelta del tipo d'antenna, saranno sempre preferibili, dove possibile, quelle ad alto guadagno, per la possibilità di migliori comunicazioni con minore potenza impiegata. La direzionalità dell'aereo poi, permetterà l'uso contemporaneo di diverse stazioni impieganti la stessa lunghezza d'onda, con fasci di radiazione incrociantisi, senza pericolo di interferenze. Qui daremo una rapida scorsa ai tipi di antenne più diffuse, con i dati necessari alla loro realizzazione.

Antenne non direttive folded dipole - ground plane

La più semplice antenna per O.U.C., è costituita dal dipolo, alimentato al centro. Esso consiste in due tratti di conduttore lunghi ¼ di λ, costruiti per lo più da tubetti di rame, ottone o alluminio, separati al centro da un isolatore, ed alimentati normalmente con cavo coassiale da 70 ohm, il dipolo in parola deve essere posto ad almeno ½λ da terra, e può essere messo sia orizzontalmente che verticalmente. Il *folded dipole* o dipolo ripiegato, è però molto più usato, per alcuni suoi pregi particolari. Esso è costruito con un tubo metallico, ripiegato alle estremità a semicerchio, e prolungato da ambedue le parti fin quasi al centro. Esso è lungo poco meno di ½ λ, e non richiede alcuna messa a punto. I suoi pregi sono una larga banda passante, la sua impedenza caratteristica di 300 ohm, che permette di alimentarlo con *twin lead*, assai meno costoso del cavo coassiale, ed infine il fatto di non richiedere isolatore, dato che la sua parte centrale si trova a potenziale zero. Può anch'esso essere posto sia orizzontalmente che verticalmente, ed è molto usato come elemento radiante in antenne direttive.

Un'antenna che ai vantaggi del dipolo unisce quelli del basso angolo di radiazione, e dell'emissione pressochè circolare, è la *ground plane*. Essa è costituita da un dipolo verticale lungo ¼ di λ, alla cui base sono posti orizzontalmente quattro elementi radiali lunghi anch'essi ¼ di λ. Il radiatore va connesso al capo centrale di un cavo coassiale, mentre gli elementi radiali, sono uniti insieme al centro e sono collegati al conduttore esterno del cavo stesso. L'impedenza di radiazione dell'antenna si aggira sui 37 ohm, ed essa può essere quindi alimentata senza alcun adattatore con cavo da 40 ohm. L'antenna descritta ha un angolo di radiazione di circa 12 gradi, e può essere posta ad una qualsiasi altezza da terra, se non vi sono ostacoli in giro.

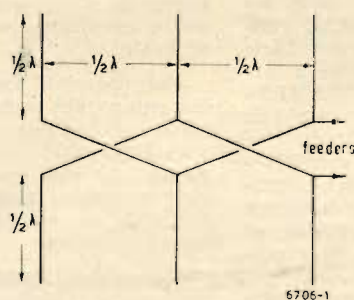
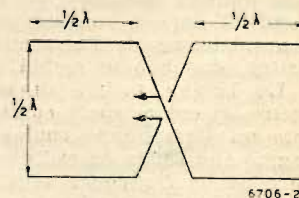



Fig. 1 - Antenna direzionale ad allineamento. E' costituita da alcuni dipoli lunghi mezza lunghezza d'onda distanziati pure di mezza lunghezza d'onda. E' un sistema molto ingombrante

Fig. 2. - Antenna Lazy H; deriva direttamente dall'allineamento di figura 1. Ha dimensioni ridotte rispetto alla precedente, può essere alimentata con linea bifilare da 600 ohm o twin lead da 300 ohm, con adattatore

Ha una risonanza di circa 30-40 MHz, e può essere calcolata con le seguenti semplici relazioni:

radiatore vercale $$L_a = \frac{83{,}3}{F_{(MHz)}} \times \theta_a \quad \text{(in centimetri)}$$

essendo: $$\theta_a = 73{,}16 + \frac{79{,}2}{\sqrt{Z_o}};$$

elementi radiali $$L_r = \frac{83{,}3}{F_{(MHz)}} \times 90$$

In queste formule, θ_a rappresenta i gradi elettrici, e Z_o l'impedenza di alimentazione. Volendo per esempio calcolare una *ground plane* per la frequenza di 300 MHz, ponendo $Z_o = 45$ ohm, si avranno le seguenti relazioni:

$$L_a = \frac{83{,}3}{300}\,\theta_a \qquad \theta_a = 73{,}16 + \frac{73{,}6}{\sqrt{45}};$$

dalle quali si otterrà:

$$L_a = 0{,}277 \times 84{,}96 = 23{,}53 \text{ cm};$$
$$L_r = 0{,}277 \times 90 = 24{,}93 \text{ cm}$$

E quindi si dimensioneranno gli elementi arrotondando lievemente i risultati ottenuti, in modo da avere il dipolo verticale lungo 23,6 cm ed i quattro elementi radiali 25,0 cm.

Dell'antenna *ground plane* esiste una versione con riflettore *corner* o semicircolare, connesso elettricamente all'estremità dei dipoli radiali, che spesso sono addirittura sostituiti da una piastra di alluminio di diametro uguale a λ/2 al cui centro è posto l'elemento radiante verticale.

In questo caso il diagramma di radiazione dell'antenna viene modificato, e risulta direttivo con il massimo lungo la bisettrice dell'angolo del *corner reflector* messo posteriormente. L'impedenza di radiazione subisce una variante, avvicinandosi ai 20 ohm, in modo che è necessario provvedere ad un adattatore di impedenza, per non introdurre perdite nell'adattamento tra aereo e linea di alimentazione. Il guadagno di un tale tipo di antenne in generale non supera i 5 dB, ma in compenso si hanno dimensioni molto ridotte, e un rapporto molto elevato *front to back*.

Tale antenna non è molto diffusa: è in uso su alcuni ponti radio usanti una frequenza di 1000 MHz, e dai radianti sui 420 e 1215 MHz.

(*) Il presente articolo è il quarto della serie « Oltre i trecento megahertz ». I tre precedenti sono apparsi nei fascicoli 7, 8 e 10 (luglio, agosto e ottobre 1950).

Antenne direttive

Quando non sia necessario avere un campo regolare in tutte le direzioni, ma si debba ottenere un collegamento in una o più direzioni singolarmente, sarà opportuno ricorrere alle antenne direttive. Esse sono di diversi tipi: le più semplici sono costituite da allineamenti di dipoli, seguono le direzionali ad elementi parassiti, conosciute soprattutto sotto il nome di *rotary beams*, ed infine le antenne a riflettore piano, ad angolo e paraboliche. Accenneremo innanzitutto alle antenne direzionali ad allineamento. Esse sono costituite da uno o più dipoli, disposti allineati in concordanza di fase. La prima, molto diffusa sebbene un po' ingombrante si compone di alcuni dipoli lunghi ½ λ, e distanziati fra loro pure $^{1}/_{2}$ λ.

Ha polarizzazione verticale, ed una sola sezione (composta di due dipoli di ½ λ ciascuno, alimentati al centro), ha un guadagno di 1,8 dB.

Quattro sezioni raggiungono un guadagno di 8,8 dB, e costituiscono il tipo più noto di questo sistema d'antenna. Quest'aereo è bidirezionale, e può essere alimentato con *twin lead* 300 ohm, per mezzo di un semplice adattatore. Le perdite per disadattamento di quest'antenna senza adattatore non sono molto elevate (4÷10%) per cui molti OM la alimentano direttamente con cavetto da 300 ohm. La figura 1 spiega meglio la disposizione di questo sistema d'aereo direzionale.

Direttamente da quest'antenna deriva la notissima *Lazy H*, che può essere posta sia verticalmente che orizzotalmente: essa è costituta da due sezioni (quattro dipoli ½ λ) poste a distanza di ½ λ, ed alimentate con linea bifilare da 600 ohm, o con *twin lead* 300 ohm, con adattatore. E' bidirezionale ed ha un guadagno di 6 dB (vedi fig. 2).

Spesso si usa chiamare *Lazy H* anche un tipo di aereo che somiglia moltissimo all'antenna più sopra descritta, ed ha dimensioni molto ridotte, tanto da essere per lo più preferita. E' simile in tutto alla Lazy, ma i due dipoli sono lunghi ambedue ¼ di λ, e distano fra loro 0,8 λ.

Guadagna nelle due direzioni 5 dB, sia con polarizzazione orizzontale che verticale, e può essere alimentata con il solito *twin lead*.

La stessa è pure nota con l'aggiunta di due riflettori, che modificano il diagramma di radiazione rendendo l'antenna monodirezionale; si abbassa pur l'impedenza di radiazione, per cui bisogna ricorrere ad un cavo coassiale da 45 ohm, o da un semplice adattatore. La figura 3 illustra le due versioni di questo aereo.

In generale gli allineamenti di dipoli e le *Lazy H*, in tutte le loro versioni, si considerano antenne direttive fisse, ossia destinate ad irradiare la potenza del trasmettitore in una direzione fissa e prestabilita. Le antenne direzionali ad elementi parassiti invece, sono usate soprattutto come direttive orientabili, per poter comunicare con una sola antenna nelle più disparate direzioni, e quindi sono le preferite dagli OM e dai ponti radio con servizio pluridirezionale o con posti mobili. In pratica esse sono costituite da un dipolo irradiante, il cui campo è interferito dalla presenza di dipoli risonanti su frequenza leggermente superiore (direttori) ed inferiore (riflettori), in modo da ottenere il concentramento dell'energia irradiata in un fascio (*beam*) più o meno stretto.

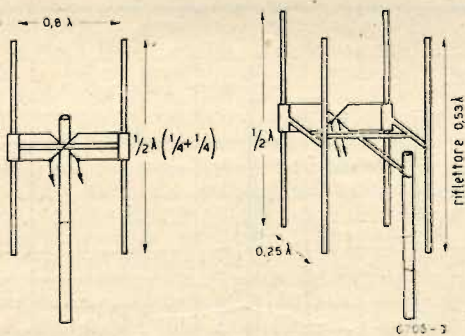



Fig. 3. - A sinistra un'antenna derivata dalla Lazy H ma di dimensioni assai ridotte. A destra la stessa antenna, ma con riflettore.

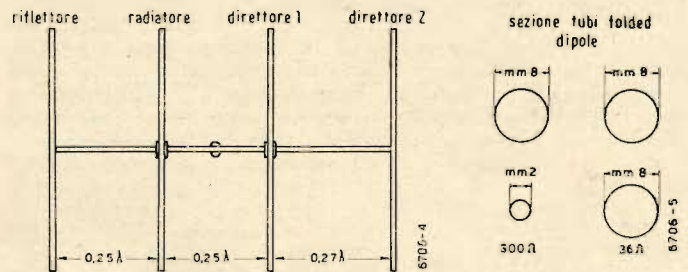
Si conoscono *beams* da due ad oltre quarantotto elementi, ma le più diffuse nel campo delle onde inferiori ad un metro sono le quattro, cinque, dodici e trentadue elementi. Le due e tre elementi sono invece molto in uso sulle gamme FM e TV, e sulle frequenze dei ponti radio inferiori ai 300 MHz, (per esempio sui 145 MHz per i radianti, su 156 MHz per i ponti radio), mentre il loro scarso guadagno, e la possibilità di avere antenne migliori con piccolo ingombro le pone in secondo piano oltre i 300 MHz.

La quattro elementi è la più diffusa, ed è conosciuta in due versioni, una con impedenza di 300 ohm, ed una con impedenza di 36 ohm. Le dimensioni sono identiche, tranne che per il *folded dipole*, semplice radiatore in una, ed adempiente funzione di adattatore d'impedenza nell'altra. Le antenne in parola sono composte da un riflettore, un radiatore e due direttori, le cui lunghezze possono essere calcolate con le semplici formule:

$$\text{Riflettore: } \frac{14935}{F(\text{MHz})} \qquad \text{Radiatore: } \frac{14081}{F(\text{MHz})}$$

$$\text{Direttore 1: } \frac{13472}{F(\text{MHz})} \qquad \text{Direttore 2: } \frac{13472}{F(\text{MHz})}$$

Già note agli OM perchè di uso generale nel calcolo delle antenne *rotary beams* sulle altre frequenze. Le distanze, considerando che si tratta di un'antenna a spaziatura larga, saranno: tra riflettore e radiatore 0,25 λ tra direttore 1 e radiatore 0,25 λ ed infine tra direttore 2 e direttore 1 0,27 λ. Il *folded dipole* (radiatore), sarà costruito con tubetti uguali desiderando un'impedenza di 36 ohm, mentre il rapporto tubetto superiore (connesso centralmente alla culla) - tubetto inferiore dovrà essere di 4: 1 nel caso dell'impedenza di 300 ohm.

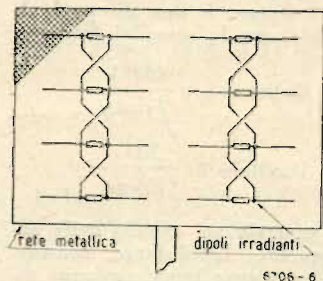
Il caso della direttiva a quattro elementi potrà essere preso a modello per il calcolo di altre antenne direttive ad elementi parassiti, per semplificare il calcolo delle quali si è voluto raccogliere i dati in un semplice specchietto.

A sinistra: Fig. 4. - Sistema fortemente direzionale a quattro elementi. *A destra*: Fig. 5. - Sezioni dei tubi del dipolo ripiegato (folded dipole) per diversi valori dell'impedenza caratteristica.

L'antenna a dodici elementi è costituita da tre sezioni a quattro elementi connesse tra loro in concordanza di fase e sovrapposte a distanza di ½ λ. In essa l'unica difficoltà stà nell'adattamento d'impedenza, che è un po' critica, ma i risultati che si potranno ottenere saranno ottimi sotto tutti gli aspetti. Nell'antenna a 36 elementi si ritrovano le *beam* a quattro elementi, ed in particolare tre connessioni parallele di *beams* a dodici elementi. Ma anche sulle frequenze dell'ordine di 300÷500 MHz un'antenna di questo genere è piuttosto ingombrante ed antiestetica, per cui è più conveniente rivolgersi senz'altro ad antenne paraboliche, che, sebbene più direttive e di costruzione un po' più complessa, danno risultati assai migliori pure con un ingombro molto minore.

Ma prima di passare all'esame di siffatti tipi di antenne, è conveniente dare un'occhiata alle antenne ad allineamento di dipoli davanti a reti riflettenti piane. Costituiscono la classica antenna radar dei Germanici; hanno un rendimento molto elevato, ed una direzionalità molto spiccata unita ad un veramente ottimo rapporto *front to back*: ma purtroppo sono piuttosto ingombranti e difficili di messa a punto. Inoltre sono ben poco conosciute, e quindi guardate con una certa diffidenza, specie da parte degli OM. Il punto di partenza di un'antenna di questo tipo è la *Lazy H* con riflettori, in cui i dipoli riflettenti sono costituiti da una rete metallica. I dipoli poi possono essere più di due (nei radar tedeschi su 398 MHz se ne contavano persino 48!), ed in tal modo il guadagno può variare ampiamente tra 12 e 18 dB. Con opportune disposizioni si potrebbero raggiungere guadagni superiori, ma non sarebbero più convenienti date le dimensioni d'ingombro che acquisterebbe l'areo. Concludendo quest'ultima antenna descritta è utilissima quando si voglia avere un rapporto avanti - indietro elevatissimo, non raggiungibile altrimenti a parità di guadagno che con antenne paraboliche: quindi potrà essere utile per esperienze di riflessione (anche radar), oppure per separare segnali di frequenza uguale o quasi, provenienti da direzioni diverse; ma l'ingombro anche a frequenze dell'ordine dei 300 MHz è molto grande, e quindi il loro uso è molto ridotto, limitato cioè a casi speciali.

Antenne monodirezionali ad alto guadagno

E' bene precisare subito, che le antenne finora descritte, anche se come le ultime classificate, monodirezionali, hano il rapporto avanti-indentro molto elevato, ma presentano una sia pur

ridotta possibilità di ricezione (e di trasmissione) anche nel senso opposto alla direzione di massimo segnale. Fanno eccezione le antenne *ground plane* con riflettore, e antenna a dipoli allineati a rete riflettenti descritte poco sopra.

Altro sistema direzionale derivato dalla Lazy H. Gli elementi riflettori sono sostituiti da una ampia rete metallica. Costituisce la classica antenna radar dei tedeschi.

Inoltre il loro angolo di radiazione è, rispetto all'orizzonte, variabile da 11 a 18 gradi, e non può essere variato con il variare della posizione zenithale dell'antenna, tutt'al più potrà essere corretto con il giusto calcolo dell'altezza dell'antenna da terra, o con l'uso di dipoli riflettenti opportunamente disposti. E l'angolo di apertura del fascio irradiato dall'antenna opera per uno spazio di più o meno 5÷25 gradi, dal punto di massimo. (Vedi grafico N. 2).

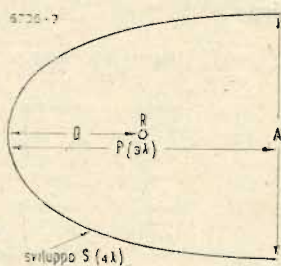



Fig. 7. - Antenna direzionale con riflettore parabolico

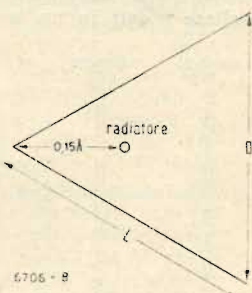



Fig. 8. - Antenna direzionale con riflettore angolare

Invece le antenne che verranno descritte in questo paragrafo, si distaccano completamente dalle altre direttive, perchè oltre ad un guadagno che in genere è molto maggiore (e conseguentemente un angolo di apertura del fascio molto ridotto), hanno la possibilità di direzionare il fascio irradiato sia zenithalmente che azimuthalmente, in modo da disporre di un'irradiazione comandabile in direzione come un fascio di luce proveniente da un riflettore. Ed appunto alle teorie della luce si riallaccia lo studio di queste antenne, che si distinguono in angolari (*corner reflector*), circolari, e paraboliche. In esse spariscono i componenti delle direttive prese in considerazone antecedentemente: rimane il radiatore, ed un riflettore che viene sviluppato in rete o piastra (opportunamente sagomata dietro il radiatore) o in elementi multipli, paralleli al radiatore (riflettore a spina di pesce). Il guadagno varia da 10 dB a 36 dB, in modo che il guadagno in potenza raggiunge limiti molto alti, oltre le 5000 volte, in certi *arrays*.

La prima di queste antenne, la più semplice, è la *corner* ben nota agli operatori radanti nord americani che ne fanno largo uso. Essa consiste in una rete riflettente larga di solito un po' del radiatore, e di lunghezza prestabilita, piegata a V. Sulla bisettrice dell'angolo del riflettore, è posto a distanza variabile tra ¼ e ¾ di λ, l'elemento radiante, costituito da un dipolo (o *folded dipole*) lungo circa ½ λ; la bisettrice dell'angolo del riflettore indica pure la direzione di radiazione. La polarizzazione può essere orizzontale o verticale, e l'elevazione dell'angolo da terra può essere variata. I calcoli per la realizzazione di una antenna di questo tipo sono i seguenti:

$$\text{Radiatore:} \quad L_r = \frac{13900}{F_{(MHz)}}$$

$$\text{Riflettore:} \quad L_p = \frac{17500}{F_{(MHz)}}$$

Lr ed Lp risultano in centimetri; Lp indica le dimensioni degli elementi riflettenti nel caso del tipo « spina di pesce », la larghezza della rete riflettente negli altri casi.

L'angolo di apertura del riflettore può variare tra 100 e 50 gradi; il guadagno aumenta con il diminuire dell'angolo d'apertura stesso, e con lo sviluppo della lunghezza L del riflettore (vedi figura). In media è opportuno scegliere un'apertura intorno ai 60 gradi, e sviluppare convenientemente la lunghezza del riflettore; grafici e figure chiariranno queste parole.

L'impendenza del radiatore varia tra 140 e 50 ohm, a seconda della sua distanza dal vertice del riflettore angolare; si hanno 70 ohm, ponendo l'elemento radiante a 0,56 λ, dal vertice. Sostituendo il *folded dipole* al dipolo semplice, e ponendolo a 0,58 λ dal vertice stesso, si potrà alimentare l'antenna stessa con piattina da 300 ohm. Più spesso, oltre i 400 MHz è più conveniente porre lo stadio finale del trasmettitore direttamente dietro il riflettore, in una scatola metallica, come usato in alcuni radar (Allocchio - Bacchini 430 MHz). L'apertura D del *corner reflector* potrà essere di 1.25 λ, per un guadagno di 12 dB; si otterranno lievi guadagni con aperture maggiori, che, mantenendo l'angolo a 60 gradi, implicano un maggiore sviluppo del riflettore (nel senso L), e conseguentemente un più forte ingombro. Dati per l'antenna sui 430 MHz sono i seguenti :

angolo 60 ; radiatore 32,8 cm; riflettore 46 cm.;
apertura 140 cm; lunghezza 153 cm; guadagno 13 dB.

Se costruito con elementi riflettenti tubolari, essi dovranno essere posti a distanza di 0.1 - 0.5 λ uno dall'altro, sostenuti preferibilmente al centro. Guadagni molto maggiori si possono raggiungere con antenne derivate dalla *corner* descritta qui sopra, semplicemente sagomando il riflettore anzichè ad angolo, a semicerchio o parabola. In questo caso la potenza viene concentrata in modo eguale a quello di un fascio di luce uscente da un riflettore parabolico; l'angolo di apertura è molto stretto, e può essere usata sia la polarizzazione orizzontale che quella verticale; per i normali usi è preferibile quella orizzontale, mentre

(segue a pag. 59)

Grafico 1. - Intensità di campo misurata su 430 MHz (antenna parabolica con apertura pari a due lunghezze d'onda) a mille metri di distanza con ricevitore Feldstärke-Messgerät (Röhde & Schwarz) HFD.

Grafico 2. - Prove di direzionalità e guadagno con antenne varie. Frequenza 432 MHz, potenza in aereo Tx 1W ± 2 %, distanza 2 km. Stesso ricevitore di cui al grafico 1.

GIUSEPPE MONTUSCHI (i1AXW)

Oscilloscopio a RC Ricevitore TV

PARTE QUARTA (*)

Verifica e messa a punto

La messa a punto necessaria per completare l'oscilloscopio televisivo non comporterà nessuna difficoltà. Il campo di frequenza dei due oscillatori a denti di sega sarà aggiustato mediante una regolazione stabile dei resistori R7 e R44. La risposta sulle alte frequenze dell'amplificatore deflettore sarà regolata con i due trimmer d'entrata dell'attenuatore C2 e C31 e quelle della scansione orizzontale con la regolazione stabile del trimmer C3.

Messa a punto degli oscillatori a scansione verticale e orizzontale

Il lato caldo dei 6,3 V C.A. del filamento sarà connesso al terminale *ENTRATA ORIZZ.*, e il selettore *ENTRATA ORIZZ.* posto nella posizione di *BASSO GUADAGNO*. Il selettore *ENTRATA VERT.* viene girato nella posizione *SCANSIONE*, e il controllo della *REGOLAZIONE FREQUENZA DI SCANSIONE* R41 posto nella posizione circa di minima resistenza. Un potenziometro di circa 10.000 ohm di resistenza sarà connesso provvisoriamente nel posto della resistenza R44 e regolato fino a quando un ciclo d'onda C.A. si formerà sullo schermo (frequenza 50 Hz). La resistenza richiesta per determinare questa condizione, sarà misurata con un ohmmetro, e una resistenza fissa di uguale valore, sarà permanentemente saldata nel circuto. Per aggiustare R7 dell'oscillatore orizzontale al proprio valore, il pjrocedimento in generale è il medesmo, sebbene sia più preferibile usare una frequenza di 1.800 Hz che coincide al limite delle frequenze basse della quinta gamma di scansione di S4. L'accurata messa a punto viene effettuata soltanto con un oscillatore di BF, se questo non è disponibile, risultati soddisfacenti si possono ottenere, utilizzando i 50 o 42 periodi C.A. del filamento, oppure usufruendo dei 400 periodi che generalmente ogni oscillatore per taratura è provvisto.

Il selettore di scansione sarà posto in congiunzione alla frequenza che si è scelta (42.50 o 400 Hz). Nell'uno o nell'altro caso la frequenza C.A. di confronto, è connessa al terminale *ENTRATA VERT.* e il selettore *ENTRATA VERT.* posto nella posizione *BASSO GUADAGNO*. Il selettore *ENTRATA ORIZZ.* posto nella posizione di *SCANSIONE*. Assicurarsi che l'interruttore *SINCRONIZZAZIONE ORIZZ.* sia nella posizione *ESTERNA*. Si ricorda che le basse frequenze di ogni gamma vengono assicurate, quando tutta la resistenza di R9 è inserita nel circuito, e le alte frequenze invece quando tale resistenza viene disinserita. Una volta che tutti questi controlli sono aggiustati, R7 sarà ruotato fino a quando un solo ciclo d'onda apparirà approssimativamente stazionario sullo schermo. Se si possiede un oscillatore di BF è desiderabile ma non assolutamente necessario, controllare le zone coperte dalle frequenze in tutte le gamme del selettore S4 nell'oscillatore orizzontale, per far si che ogni posizione del selettore coincida approssimativamente alle bande: 15/60 - 50/200 - 180/600 - 500/2000 - 1700/5400 - 5000/20.000 Hz che corrispondono alla I, II, III, IV, V, VI posizione del selettore, e avere così una copertura totale di tutte le frequenze da 20 a 20.000 Hz.

E' invece desiderabile controllare la risposta sul limite delle alte frequenze. Generalmente questo può essere compiuto comodamente con l'aiuto di un generatore a onda quadra, che operi approssimativamente sui 15 kHz. Questa frequenza è stata scelta, poichè gli amplificatori ad alta risposta di frequenza hanno sostanzialmente una risposta piatta fino approssimativamente alla 15ª armonica di un'onda fondamentale quadra, per cui, l'onda quadra passerà attualmente senza percettibili distorsioni. Generalmente un generatore a onda quadra è sempre presente in un laboratorio ben attrezzato. Per chi ne fosse sprovvisto la fig. 18 mostra un progetto di questo semplice circuito. Come si può facilmente notare, il generatore consiste in una 6SJ7 transitron, oscillatore pilota, e di una 6SN7 amplificatrice. Nessun regolatore è presente poichè all'uscita è richiesta soltanto un'unica frequenza, e un'unica tensione. Per l'operazione della messa a punto è necessario controllare prima l'uscita della forma d'onda dell'oscillatore, per poi controllare l'amplificatore. Questo controllo viene effettuato, inserendo direttamente l'uscita del generatore a onda quadra, alla placchetta deflettrice dell'oscilloscopio, e al terminale *ENTRATA SINCRONIZZ. ORIZZ.* possibilmente usufruendo di due pezzi di filo corto e schermato. Inoltre lo schermo dei fili sarà adoperato per connettere tra loro la massa dell'oscilloscopio e quella dell'oscillatore. L'interruttore della *ENTRATA SINCRONIZZ. ORIZZ.*, viene commutato in posizione *ESTERNA*, e i controlli *GUADAGNO SINCRONIZZ. ORIZZ.* e *FREQUENZA DI SCANSIONE ORIZZ.* regolati, fino a quando, due o tre onde quadre saranno osservabili sullo schermo del tubo a raggi catodici. Questo diagramma sarà accuratamente notato, e servirà da standard, per poter poi giudicare l'esecuzione prodotta dall'amplificatore. Per il controllo dell'amplificatore *VERTICALE*, l'uscita del generatore a onda quadra, sarà connessa al terminale *ENTRATA AMPLIFICAZIONE VERT.* e il *SELETTORE ENTRATA VERT.* posto nella posizione *ALTO GUADAGNO*. La *SINCRONIZZAZIONE ORIZZ.* viene ora posta nella posizione *INTERNA* e i vari controlli di frequenza e di guadagno regolati fino a quando due o tre onde quadre appariranno sullo schermo. Se l'amplificatore è stata eseguito tecnicamente, le onde quadre appariranno esatte senza distorsione alcuna. I punti più importanti da osservare nell'onda quadra sono gli angoli e la linearità dei lati superiori e inferiori, fig. 19.

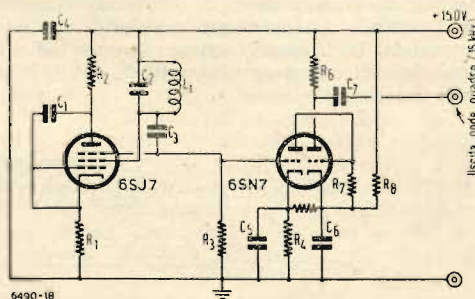



Fig. 18. - Circuito di un generatore a onda quadra. Adatto per controllare la risposta di frequenza e tarare gli attenuatori negli amplificatori di deflessione del ricevitore TV. R1=2,2 k; R2=R7=15 k, 1 W; R3=50 k; R4=100 ohm; R5=3,5 k; R6=1,5 k; R8=6 k, 5W; C1=0,05 microF, 400 V; C2=5.000 pF; C3=C7=0,01 microF, 400 V; C4=0,1 microF, 400 V; C5=25 microF, 30 V, elettr.; C6=8 microF, elettr.; L1=20 mH.

Se qualche angolo è arrotondato, o i lati non sono perfettamente rettilinei, il valore del condensatore di catodo C39 sarà cambiato, finchè non apparirà sullo schermo un'onda quadra perfetta. Compiuta questa operazione il *SELETTORE ENTRATA VERT.* verrà ruotato nella posizione di *BASSO GUADAGNO*, il controllo del *GUADAGNO VERT.* verrà alquanto aumentato, per permettere che il segnale giunga con la medesima intensità sulla griglia del cathode follower. Verrà ora effettuata la taratura dell'attenuatore d'entrata C31. Questa regolazione sarà effettuata con un cacciavite isolato (cacciavite per taratura) e il suo valore sarà corretto solo quando, sullo schermo, apparirà una perfetta onda quadra assente da distorsione.

Per la messa a punto dell'amplificatore *ORIZZONTALE*, valgono i medesimi procedimenti adottati per l'amplificatore verticale. Eccetto che le connessioni, e i controlli saranno orizzontali, e il valore da modificare sarà C18, e il trimmer dell'attenuatore C2. Per la verifica occorrerà connettere il filo del generatore a onda quadra, al terminale *ENTRATA SINCRONIZZ. VERT.* Il condensatore C36 del generatore a scansione verticale, dovrà essere temporaneamente sostituito con un altro, di capacità inferiore (1000 pF) per assicurare una sufficiente velocità di spostamento. In questo caso le onde quadre appariranno verticali invece che orizzontali. L'aggiustamento finale dell'oscilloscopio televisivo è basato sulla regolazione del trimmer d'uscita dell'*OSCILLATORE SCANSIONE ORIZZ.* Per la regolazione di C3 occorre avere

(*) Vedi fascicolo 12, dicembre 1950 e fascicoli 1 e 2, gennaio, febbraio 1951.

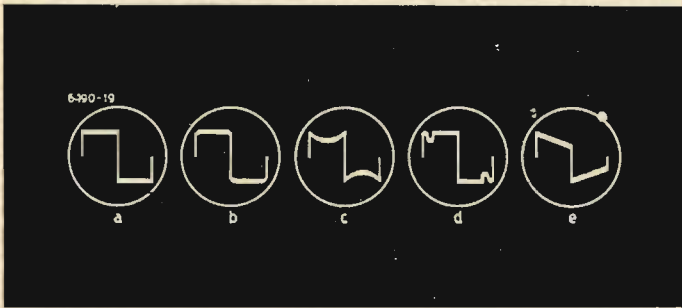



Fig. 19. - Tipi di distorsione che potrebbero essere presenti nel ricevitore TV: in *a*) onda quadra perfetta; *b*) distorsione per attenuazione frequenze alte; *c*) distorsione frequenze basse; *d*) distorsione per perdite su determinata frequenza; *e*) distorsione per sfasamento di frequenza.

Fig. 22. - Differenti figure con diverse percentuali di modulazione come appaiono sullo schermo di un oscilloscopio secondo i metodi A e B di fig. 21. In *a*) oscillogrammi ottenuti mediante il metodo A; in *b*) oscillogrammi ottenuti mediante il metodo B.

una sorgente d'oscillazioni a 150 kHz. Se non si possiede un tale oscillatore, si potrà usufruire dell'oscillatore a onda quadra, cambiando il valore della bobina L1 del circuito transitron 6SJ7, con una di 2,5 mH e il condensatore C2 con uno da 500 pF. L'uscita dei 150 kHz sarà presa direttamente dalla griglia di soppressione della 6SJ7, e connessa al terminale *ENTRATA AMPLIFICAZIONE VERT*. L'interrutore della *SINCRONIZZAZIONE ORIZZ.* sarà posto nella posizione *INTERNA*, e il selettore della *FREQUENZA DI SCANSIONE ORIZZ.* piazzato nella posizione delle frequenze più alte. Lo strumento sarà allora regolato fino a quando appariranno 10 cicli d'oscillazione. Sarà notato che la regolazione del trimmer C3 influenzerà la linearità della traccia di scansione (cioè gli spazi tra due cicli) e il tempo del ritorno di traccia. Una appropriata regolazione di questo condensatore, sarà ottenuta quando parecchi numeri di cicli appariranno sulla medesima traccia di ritorno, sempre mantenendo una buona linearità della traccia di scansione. Se il circuito funziona correttamente, sarà possibile ottenere una traccia di un mezzo ciclo, sempre mantenendo la linearità ottima. Questo indicherà che il tempo di ogni ciclo di scansione sarà minore del 15 % del tempo occupato dalla traccia di ritorno.

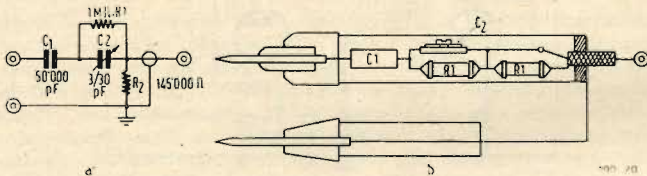



Fig. 20. - Puntale con attenuatore. In *a*) schema elettrico; in *b*) disposizione schematica degli elementi.

Misure

Il metodo più semplice per connettere le tensioni da osservare sullo schermo del tubo a raggi catodici, sarebbe quello di usare due spezzoni di filo molto corti, con l'aggiunta di un terzo filo che servirà a connettere gli chassis (dell'oscilloscopio con l'apparecchio in esame). Tali connessioni devono essere effettuate con filo normale, e *non schermato*, in aggiunta le tensioni sotto misura debbono essere molto vicine all'oscilloscopio. Se la tensione sotto osservazione è piccola, il filo scandaglio può raccogliere segnali spurii, e può così distorcere seriamente il diagramma. Adoperando un filo schermato si verrebbe a eliminare questo inconveniente, ma bisogna escludere questa possibilità qualunque sia la lunghezza, perchè aggiungendo un cavo schermato, una capacità

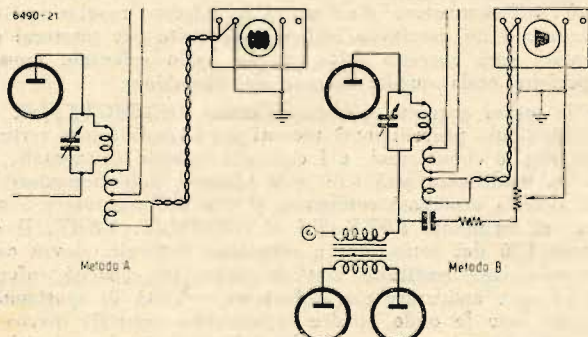



Fig. 21. - Metodi per la connessione dell'oscilloscopio all'amplificatore di AF per controllare la modulazione.

si addiziona al circuito d'entrata, e questa modifica sensibilmente sia il circuito sotto prova, sia la risposta caratteristica delle frequenze alte nell'oscilloscopio. Per ovviare questa difficoltà, è più desiderabile costruire qualche attenuatore a puntale, simile a quelli forniti con alcuni oscillografi commerciali. Lo spezzone di filo per il puntale deve essere fatto di una ragionevole lunghezza, con filo schermato.

Il circuito e l'abbozzo di questo puntale viene mostrato nella figura 20.

Oltre ad effettuare verifiche senza discriminazione di frequenza, offrirà al circuito sotto esame un carico altissimo, e quindi la tensione sotto esame non subirà variazioni, per mezzo del puntale di verifica.

Il circuito inserito nel puntale, è a noi più che famigliare, esso sarà subito riconosciuto, come uno dei tanti attenuatori a resistenza-capacità, usati nello strumento, soltanto che in questo caso, uno dei condensatori inseriti nell'attenuatore, sarà rappresentato dalla capacità dello schermo metallico del cavo stesso. Il valore della resistenza connessa in parallelo alla capacità del cavo, non è stata specificata, poichè il valore dipenderà dal tipo, e dalla lunghezza del cavo che si userà (con un cavo da microfono a bassa impedenza dalla lunghezza di un metro la resistenza ottima è risultata essere di 140.000 ohm, il suo valore probabilmente si aggirerà su questa cifra).

Con l'aiuto del generatore a onda quadra su 15 kHz, si regolerà il trimmer inserito nel puntale, col medesimo procedimento adottato, per l'attenuatore nella posizione di *BASSO GUADAGNO*. La resistenza in parallelo alla capacità del cavo, sarà saldata dopo aver trovato il valore che renderà indistorta l'onda quadra. Una volta regolata la capacità, sarà fissata e non sarà più modificata fino a tanto che non verrà cambiato il cavo. Il numero delle applicazioni e delle possibilità d'impiego di questo strumento è talmente ampio che non riesce possibile elencare, o quanto meno ricordare tutte le sue applicazioni pratiche. La possibilità di sfruttamento nel campo radio è infinito. Ogni costruttore di apparechi radio o di complessi elettronici si serve con vantaggio del tubo a raggi catodici, tanto negli studi di laboratorio quanto nella fabbricazione vera e propria.

Ecco alcune di queste applicazioni elettroniche e radiotecniche:

PROVA DEI CONDENSATORI — Determinazione della capacità, della resistenza di fuga, dell'angolo di perdita.

PROVA DELLE IMPEDENZE — Determinazione del fattore di merito, e controllo dell'innesco e del disinnesco delle oscillazioni.

PROVA DELLE VALVOLE — Misura della pendenza, del fattore d'amplificazione e della resistenza interna, della corrente di saturazione, prova del funzionamento delle valvole rivelatrici.

PROVA VALVOLE FINALI — Verifica della sovramodulazione, e determinazione della caratteristica potenza fornita, vale a dire, rapporto tra frequenza e ampiezza, tensione di distorsione alle varie frequenze e sfasamento.

SAGGI SUI RICEVITORI — Misure della sensibilità, rilievo dei disturbi dovuti alla rete di alimentazione, misura dell'amplificazione in AF, determinazione dell'amplificazione dello stadio rivelatore, verifica dell'amplificazione in BF, studio della curva di selettività ricerche sulle caratteristiche di frequenza, taratura dei circuiti di MF, ricezione panoramica.

CONTROLLO DEI RADDRIZZATORI — Rilievo delle curve di corrente e tensione e delle caratteristiche della corrente e tensione e della variazione dell'ampiezza della corrente inversa.

RILIEVO SUI TRASMETTITORI — Misure di perdita, e della tensione di perturbazione. Ricerca della percentuale di modulazione (le figg. 21 e 22 mostrano due metodi di connessioni per determinare il grado di modulazione sui TX, e i relativi diagrammi con differenti fasi di modulazioni che appariran-

sullo schermo del tubo a raggi catodici secondo il metodo usato, sia A come B) verifica della modulazione di frequenza, e misure di intensità di campo.

TECNICA DELLE CORRENTI — Rilievo della forma C.A., relazione tra fase e frequenza nei generatori, trasformatori ecc. Misure di capacità, e localizzazione dei guasti in elettrodi di grande lunghezza.

ELETTROACUSTICA — Collaudo di microfoni e altoparlanti.

TELEVISIONE — Organo essenziale per la visione diretta dell'immagine.

Per limitare le considerazioni che seguono, ci limiteremo a spiegare il funzionamento dell'oscilloscopio agli impieghi più frequenti e nelle due applicazioni più utili: oscilloscopia e televisione.

Quando si desidera osservare forme d'onda, si procederà nella seguente maniera. La tensione da verificare sarà applicata al terminale *ENTRATA AMPLIFICATORE VERT.* L'interruttore della *SINCRONIZZAZIONE ORIZZ.* sarà necessariamente posto nella posizione *INTERNA*, e le varie sincronizzazioni, e il volume di amplificazione, e i controlli di frequenza orizzontale, saranno regolati fino a quando, appariranno sullo schermo, vari cicli di forma d'onda stazionari. Procedendo in tal guisa tutte le forme d'onda saranno osservabili. Per un più soddisfacente uso dell'oscilloscopio è conveniente attenersi a queste norme elementari:

I — Osservare sempre le varie forme d'onda su uno schermo perfettamente a fuoco.

II — Ruotare sempre l'intensità al minimo, si avrà così una immagine calma e di comoda consistenza.

III — Usare sempre un basso valore della tensione di sincronizzazione, esso permetterà al diagramma di essere stabile e sincronizzato e assente da distorsioni causate dall'allungamento del tempo del ritorno di traccia.

IV — Mantenere sempre il punto luminoso in movimento con l'oscillatore a scansione, o con altra tensione, per non correre il rischio di bruciare col fascio elettronico lo schermo del tubo a raggi catodici.

Per osservare con lo strumento immagini televisive, il procedimento da adottare è relativamente semplice. Le sincronizzazioni orizzontale e verticale avente polarità positiva, sono richieste per sincronizzare i due oscillatori a scansione, e un segnale negativo video sarà richiesto per essere connesso alla griglia del tubo a raggi catodici. Entrambi i *SELETTORI ENTRATA*, saranno posti nella posizione di *SCANSIONE*. La frequenza dell'oscillatore orizzontale sarà posta nella banda dei 5.000-20.000 Hz e quella dell'oscillatore verticale regolata a 60 Hz. L'interruttore della *SINCRONIZZAZIONE ORIZZ.* sarà girato nella posizione *ESTERNA*, e le due tensioni sincronizzanti saranno connesse rispettivamente ai terminali, *ENTRATA SINCRONIZZAZIONE ORIZZ.* e *ENTRATA SINCRONIZZAZIONE VERT.* Il segnale video sarà poi connesso attraverso uno spezzone possibilmente corto, alla griglia del tubo. I due controlli, di guadagno della *SINCRONIZZAZIONE* saranno simultaneamente regolati, assieme ai due controlli della *FREQUENZA DI SCANSIONE*, fino a quando l'immagine televisiva non sarà perfettamente sincronizzata in entrambe le posizioni verticale e orizzontale. I controlli di guadagno verticale e orizzontale saranno regolati fino ad ottenere un desiderato formato d'immagine.

Nel completare la costruzione, e la messa a punto di questo oscilloscopio il lavoro dovrà procedere lentamente; verificando varie volte i punti più scabrosi e procedendo con gli accorgimenti segnati a finita costruzione l'oscilloscopio funzionerà immediatamente senza riscontrargli anomalie. *

OLTRE I TRECENTO MEGAHERTZ

(segue da pagina 56)

la verticale è più adatta agli scopi radargoniometrici. La parabola più usata è quella con apertura di 2 λ, e sviluppo di 4 λ. Il guadagno ottenibile è in questo caso molto alto; ma è uno dei più bassi, rispetto a quelli ottenibili con riflettori parabolici più grandi, come ad esempio quelli usati sui ponti radio a 5000 MHz, che forniscono un guadagno di 36-39 dB, pari a 5000 volte in potenza.

La figura 7 darà maggiori ragguagli sulla costruzione di un'antenna parabolica mentre qui ci limiteremo a fornire i dati generali per la costruzione di un tale tipo di antenna:

apertura $A = 2\lambda$; sviluppo $S = 4\lambda$; radiatore $R = \frac{14081}{F_{(MHz)}}$;

riflettore $R_p = \frac{14985}{F_{(MHz)}}$; distanza radiatore $D = 0{,}56\lambda$ per 70 ohm;

guadagno 15 ÷ 18 dB.

Conclusione

Dopo aver data una scorsa tra le interessantissime gamme di frequenza oltre i 300 MHz, siamo giunti alla fine; non so se il mio intento di portare un po' l'attenzione degli sperimentatori e degli appassionati della radio su queste frequenze abbia raggiunto il suo scopo. Spero di esser riuscito ad esprimere con sufficiente chiarezza le nozioni moderne dello studio delle ultrafrequenze; e mi sono volutamente limitato ai 600 - 900 MHz, per non incorrere nel rischio di dover trattare in una sola branca la tecnica delle onde centimetriche, che si richiama alla scuola dei Radar, con profusione di studi su cavità, klystron; magnetron, ma con pochi dati pratici. In ogni modo sarò lieto se qualcuno, volendo chiedere spiegazioni, o fare qualche appunto, mi scriverà. Molto di buono nasce dalla critica costruttiva; ed essa è sempre bene accetta, dato che favorisce il progresso della scienza. (6706)

SEMPRE PIÙ DIFFICILE...

TRADUZIONI ELETTRONICHE

La «Standard Western Automatic Computer», più brevemente SWAC (la calcolatrice elettronica dell'Università de la California), si è messa a fare traduzioni. Il procedimento seguito ha naturalmente carattere sperimentale, ma non si può escludere che in un futuro non lontano il « traduttore elettronico » trovi applicazioni abbastanze vaste. Per mettere la SWAC in condizioni di svolgere i suoi nuovi compiti è innanzitutto necessario predisporre un vocabolario-cifrario — ad esempio tedesco-inglese — in cui ad ogni parola tedesca, tradotta in una serie di numeri, corrisponda la parola inglese di identico significato, anch'essa trasformata in numeri. Il vocabolario bilingue viene quindi riportato su un tamburo magnetizzato ed inserito nella macchina. Si comincia quindi ad introdurre nella SWAC il testo da tradurre, naturalmente espresso in cifre. La calcolatrice identifica immediatamente sul tamburo la parola inglese che corrisponde a quella tedesca e provvede automaticamente a farla dattiloscrivere. Alla fine del processo, più che una traduzione si ha una trasposizione letterale in lingua inglese dell'originale tedesco, che in certi casi può riuscire di discutibile intelligibilità. Si può però ricorrere alla SWAC anche per riorganizzare la struttura del periodo secondo i dettami della sintassi inglese: occorre però numerare le parole tedesche in modo da indicare se siano sostantivi, verbi, aggettivi, preposizioni, ecc. La macchina rispetta rigorosamente l'ordine numerico e trasforma il periodo prima di trascriverlo. Resta naturalmente da risolvere il problema della « limatura automatica dell'elettrotraduzione » e, per il momento, anche quello di ottenere una traduzione volta a volta appropriata delle parole con più significati e delle espressioni iriomatiche. Comunque la SWAC riesce già a compiere buona parte del lavoro di traduzione.

SCANDAGLIO ULTRASONICO AD ALTA PRECISIONE

La « Bendix Aviation Corp. » ha prodotto un nuovo tipo di scandaglio ultrasonoro ad alta precisione particolarmente adatto per la navigazione fluviale: il congegno, infatti, è graduato in modo da registrare la profondità in pollici e centimetri e non solo in piedi o braccia o metri come gli scandagli ultrasonori installati a bordo delle unità di altomare. Le misurazioni vengono automaticamente riportate su di un grafico che fornisce quindi un profilo esatto e continuo del fondo spesso mutevole nei grandi fiumi. Insieme al radar il nuovo scandaglio contribuisce notevolmente alla sicurezza della navigazione anche in caso di nebbia, il primo rivelando al pilota la presenza di altri natanti ed in generale di ogni sorta di ostruzione alla superficie, e il secondo fornendo le indicazioni necessarie per evitare secche od altri ostacoli subacquei.

rassegna della stampa

ADATTATORE PER FM A LARGA BANDA

RADIO ELECTRONICS

a cura di OMICRON

LA MAGGIOR parte dei ricevitori per modulazioni di frequenza può essere modificata nel senso di aumentare notevolmente la sua capacità ad eliminare le interferenze. L'adattatore descritto fu usato con successo dall'autore in un ricevitore Hallicrafters S-55.

Ci sono importanti tipi di interferenza in un sistema modulato in frequenza: disturbi di impulsi, interferenza con canali adiacenti, interferenza nello stesso canale ed interferenze multiple (da parte dello stesso segnale pervenente lungo percorsi diversi.

Il disturbo d'impulso contiene sia la modulazione di ampiezza che di frequenza, essendo di natura irregolare. Si ha modulazione di ampiezza poichè due successivi picchi del disturbo hanno raramente la stessa intensità; la modulazione di frequenza risulta dal fatto che i picchi non sono uniformemente spaziati nel tempo Un buon limitatore limita la modulazione di ampiezza se esso è caricato su un segnale sufficiente, ma qualche disturbo modulato in frequenza riesce a passare oltre. Lo stesso ricevitore contiene tuttavia una forma di limitazione FM a causa della sua relativamente ristretta larghezza di banda (circa 200 kHz). Quindi risulta che le oscillazioni superiori a 100 kHz vengono tagliate; così il disturbo viene limitato a un basso valore.

L'interferenza con canali adiacenti, che è di solito fastidiosa quando una stazione del vicino canale è molto più vicina della stazione desiderata, può essere diminuita agendo sulla selettecità del ricevitore. Ma sebbene l'aggiunta di una coppia di amplificatori MF accordati, migliori la selettività dell'adattatore, il miglioramento è di poco conto.

La riduzione dell'interferenza nello stesso canale e dell'interferenza da parte dello stesso segnale pervenute lungo percorsi diversi è tuttavia un'altro problema. Qui c'è la possibilità per un reale miglioramento nell'esecuzione del ricevitore.

Supponiamo che ci siano due segnali FM pervenuti insieme nello stesso canale. Questi possono essere due stazioni separate portanti differenti programmi (interferenza nello stesso canale) o possono essere segnali giunti sull'antenna in momenti diversi dallo stesso trasmettitore, (interferenza multipla). In ambedue i casi, i due segnali sono raccolti dall'antenna, amplificati, convertiti, e di nuovo amplificati. Poichè gli amplificatori R.F. e di media frequenza sono lineari ed hanno sufficiente ampiezza, il segnale appare nella sua forma originaria all'ingresso del limitatore.

Ora, tuttavia, il quadro cambia. Poichè il limitatore è *non lineare*, i segnali si combinano, in tutte le maniere in cui si combinano due segnali in un rivelatore per produrre una nota di battimento. Non si hanno più due segnali distinti con due distinte frequenze. Il solo segnale presente, il segnale risultante, dipende sia dal segnale desiderato che da quello interferente. Poichè il discriminatore è fatto agire dal segnale risultante, l'uscita audio dal discriminatore contiene, in parte, il segnale interferente, la questione è ora questa: che cosa si può fare?

Argimbau ha mostrato che anche se il segnale desiderato è solo leggermente più forte del segnale interferente, la frequenza *media* del segnale risultante all'uscita del limitatore è esattamente quella del segnale desiderato. La frequenza *istantanea* del segnale risultante, tuttavia, può deviare largamente, fino 1,5 MHz se il segnale interferente ha una intensità del 90 % del segnale desiderato. E' desiderabile tuttavia, che il circuito che viene dopo il limitatore — e questo include il secondo limitatore e il discriminatore — abbia una larghezza di banda almeno di 3 MHz. Le larghe deviazioni di frequenza prodotte nel limitatore andranno nel discriminatore e appariranno come variazioni di tensione nell'uscita del discriminatore. Le variazioni di tensione possono essere appianate con un normale circuito di disaccentuazione (deemphasis). Poichè questo è, in un certo senso, un processo di riduzione al valor medio, l'uscita dalla rete di disaccentuazione dipende piuttosto dalla frequenza media che da quella istantanea. Ciò è, quindi, presso a poco una ripetizione non distorta del segnale desiderato.

Consideriamo ciò che succede in un normale ricevitore FM. Il discriminatore ha la stessa larghezza di banda dell'amplificatore di media frequenza. Le larghe deviazioni di frequenza istantanea vengono tagliate, e la tensione media di uscita dal discriminatore (dopo disaccentuazione) non è più indipendente dal segnale indesiderato. Come risultato, si nota un parlare incrociato quando ci sono due stazioni operanti nello stesso canale e si ottiene una seria interferenza.

I due requisiti richiesti per l'adattatore che trattiamo sono dunque, il migliore limitatore possibile o limitatori e un discriminatore largo almeno 3 MHz.

L'ADATTATORE

L'adattatore fu montato su un telaio lungo e stretto per poter esser posto entro un ricevitore S-55. Nello schema dell'unità completa, il primo stadio V1 opera alla normale media frequenza del ricevitore, 10.7 MHz. Il primo circuito accordato T1 ha una larghezza di banda di circa 300 kHz, che è suficiente perchè la limitazione non è ancora entrata in azione. Il circuito di placca di V1 è accordato su 10.7 MHz per mezzo di T2, un trasformatore con primario e secondario accordati con una larghezza di banda di 3 MHz. Questa grande larghezza di banda è necessaria poichè la limitazione entra in azione nel circuito secondario di T2.

Vari tipi di limitatori furono provati sul primo modello di adattatore. Sebbene il normale pentodo amplificatore - limitatore in classe C sia economico (può dare un moderato guadagno di tensione), esso è inferiore per quanto riguarda la soppressione del rumore d'accensione. Questo risulta dalla costante di tempo necessaria al circuito di griglia per polarizzare la valvola in classe C. Quando si ha un impulso di rumore d'accensione si ha un grande cambiamento di polarizzazione. Dopochè l'impulso è scomparso, ci vuole un certo tempo perchè la polarizzazione ritorni al valore normale. Quindi si forma un grande « buco » nel segnale accentuando l'effetto dell'impulso.

Il limitatore scelto consiste di due rettificatori a cristallo 1N34 connessi come un limitatore a onda piena polarizzato. Poichè questi non hanno costanti di tempo importanti per quanto riguarda il limitatore, la tensione di griglia di V2 è un'onda quadrata ogni qualvolta c'è un segnale sufficiente, e ne risulta una più costante uscita.

V2 lavora come duplicatore di frequenza sebbene non sia usuale trovare duplicatori nei ricevitori, il loro uso è raccomandato quando è necessario un forte guadagno, specialmente in ricevitori FM. Avendosi una parte del guadagno su una frequenza e il resto del guadagno sul doppio di quella frequenza, ci sono molto meno grane per reazione o rigenerazione. V2 potrebbe lavorare come triplicatore con efficienza un po' maggiore, poiché il segnale di ingresso sulla sua griglia è un'onda quadrata simmetrica, che normalmente non contiene armoniche pari. Questo porterebbe il rimanente del sistema a 32,1 MHz.

Il terzo e il quarto stadio V3 e V4 rispettivamente operano a 21,4 MHz. Poichè si è raddoppiata la frequenza, è anche doppia la deviazione e T3 e T4 devono avere una larghezza di banda di 6 MHz, c'è poi un altro limitatore connesso al circuito di griglia di V3. L'uso di due limitatori fu trovato molto utile per quanto riguarda il rumore di accensione.

Il discriminatore, che è realmente l'organo centrale dell'unità, consiste del T5 e di due rettificatori a cristallo 1N34. Il circuito è del tipo Foster-Seely. Invece del solito accoppiamento magnetico fra primario e secondario, fu usato un accoppiamento capacitivo attraverso C1, che sbilancia il circuito secondario. L'accoppiamento variabile così ottenuto permette di realizzare l'aggiustamento molto più agevolmente.

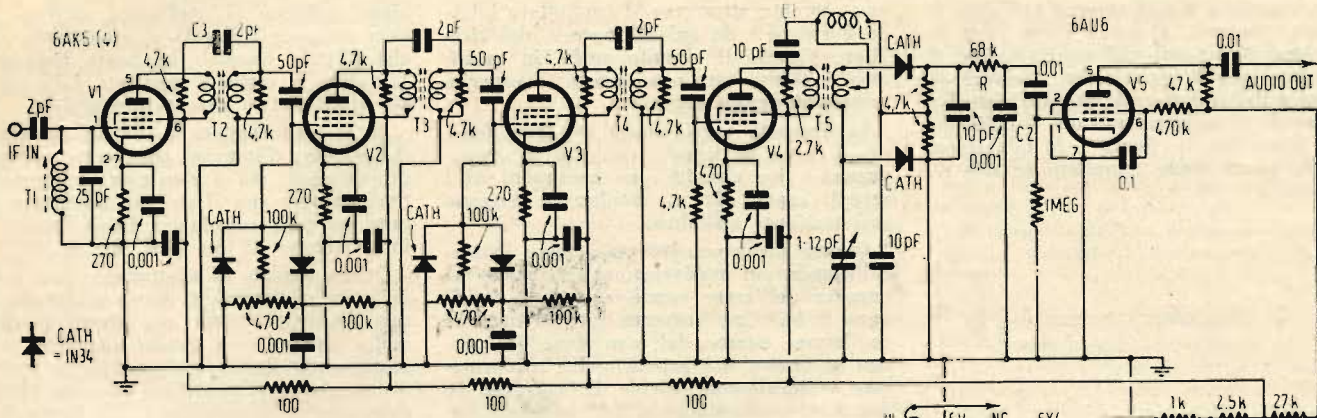
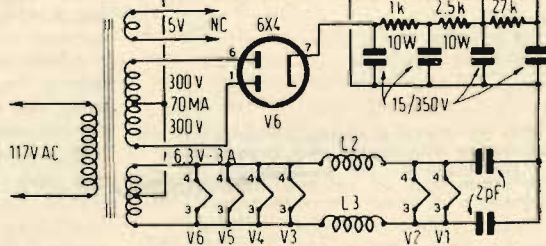
Come risultato dalla grande banda passante del discriminatore, si ha che la sua uscita audio è molto bassa. Per questa ragione la V5 fu inclusa come un'amplificatore per portare il livello audio a circa 1 volt per pilotare il ricevitore S-55. Il circuito di deaccentuazione R-C2 è piazzato nel circuito di griglia di V5. La costante di tempo è 68 microsecondi, valore molto prossimo a quello standard che è di 75 microsecondi.

L'alimentazione comprende un filtro resistenza-capacità. Poichè la tensione è di soli 120 volt, su 45 mA, non fu stimato necessario un filtro su induttanza.

COSTRUZIONE

La disposizione delle parti non è particolarmente critica poichè l'unità opera a frequenze relativamente basse Il filo riscaldatore dovrebbe essere tenuto vicino al telaio, ma i fili portanti il segnale dovrebbero essere posti sul cappuccio della valvola per diminuire le capacità parassite.

I dati di avvolgimento pei trasformatori sono i seguenti: L1: 100 spire n. 36 smaltate avvolte su una resistenza da ½ W L2, L3: 30 spire n. 26 smaltate, avvolte su una resistenza da 1 W.

T1: 40 spire n. 30 smaltate, avvolte su un cestello di 3/16 pollice; T2 primario

Schema elettrico dell'adattatore per FM a larga banda. Si noti nel trasformatore di alimentazione, di costruzione standard, l'indicazione NC. Ciò significa che l'avvolgimento da 5 V non è utilizzato.

e secondario: con.e T1 con un distanziamento di ½ pollice fra gli avvolgimenti. T3, T4 primario e secondario: 28 spire ciascuno n. 30 smaltate, diametro di 3/16 di pollice, su uno spazio di ½ pollice per gli avvolgimenti. Primario di T5: 22 spire n. 30 smaltate, secondario: 2 avvolgimenti ciascuno di 11 spire n. 30 di filo smaltato. Una metà del secondario è avvolta sull'altra metà. Il distanziamento fra primario e secondario è di ¾ di pollice.

Trasformatori standardizzati per 10,7 MHz potrebbero essere usati nei posti di T1 e T2 senza modifiche eccetto che per un valore leggermente più alto di C3.

Al posto di T3, T4, T5 si potrebbero usare trasformatori di media frequenza per televisione, su un centro a terra aggiunto al secondario di T5. Il circuito di griglia di V5 (e questo comprende il circuito secondario del discriminatore) deve essere tenuto lontano dal circuito dei filamenti.

Dopo che sono stati eseguiti i collegamenti, occorre dare potenza e misurare le tensioni del filamento e della placca. Se queste sono soddisfacenti, il discriminatore può essere allineato coi metodi standard. Aumentando il valore di C1 aumenta l'accoppiamento, rendendo più lasco il discriminatore.

Quando il discriminatore è dimensionato appropriatamente, la sua caratteristica deve essere lineare nel campo di 6 MHz, su una spaziatura di 8 MHz fra i picchi.

Quando il discriminatore funziona bene allora si dovrebbe allineare il resto dell'amplificatore di media frequenza. Da notare che l'entrata su V3 e V4 dovrebbe essere alla frequenza di centro di 21,4 MHz, mentre l'entrata su V1 e V2 è a 10,7 MHz.

Dopochè si è fatto l'allineamento, l'unità può essere installata nel ricevitore. L'adattatore lavorerà su qualsiasi ricevitore a modulazione di frequenza avente una media frequenza di 10,7 MHz. Il terminale d'entrata della media frequenza dovrebbe essere connesso al circuito di placca dell'ultimo stadio di media frequenza del ricevitore. Se è necessario un lungo terminale, questo dovrebbe essere schermato, e dovrebbe essere installato un'altro condensatore di 2 pF alla estremità del terminale del ricevitore per prevenire disaccoppiamento.

L'adattatore abbassa il rumore d'accensione delle automobili a un punto tale che è quasi trascurabile. Se un'automobile transita a 6 metri dall'antenna, il rumore è appena percettibile. Questo è un decisivo miglioramento nel funzionamento del ricevitore originale che non era usabile in circostanze simili.

Per quanto riguarda l'interferenza sullo stesso canale, il nuovo sistema presenta delle proprietà particolarmente interessanti. Cogli affievolimenti solamente il più forte dei due segnali viene udito, quando il segnale più forte si affievolisce, vi è un improvviso cambiamento ed il segnale originale scompare e l'altro compare senza interferenza. Questo indica che sarà ottenuta una ricezione priva di interferenze se il segnale desiderato è soltanto leggermente più forte dell'altro segnale.

Col ricevitore originale, si notava una cattiva distorsione su alcune stazioni, sia che esse fossero deboli o forti. L'aggiunta dell'adattatore riduceva la distorsione a valori trascurabili.

CONNESSIONI DEI CAVI D'ANTENNA

a cura di R. BIANCHERI

Wireless World Dicembre 1950

L'A. inizia la discussione relativa alle connessioni dei cavi di antenna nel campo della ricezione ricordando che questo problema comunemente viene risolto solo parzialmente e cioè in esso si soddisfa unicamente l'adattamento di impedenza mentre si trascura il problema inerente alla trasformazione di un circuito bilanciato in un altro sbilanciato o viceversa. Di norma l'ingresso di un ricevitore è sbilanciato ossia un capo del circuito d'accordo è caldo e l'altro freddo. Un'antenna a dipolo non ha nessuna terminazione a massa ovvero le terminazioni di un dipolo saranno simmetriche rispetto a massa nel termine della tensione.

Fig. 1. - *a) Aereo a dipolo collegato da una linea bilanciata ad un ricevitore con ingresso asimmetrico.*
b) Circuito ricevente bilanciato.
c) Circuito ricevente bilanciato con primario schermato elettrostaticamente.

I cavi di collegamento sono di due tipi: bilanciati e sbilanciati, al primo tipo appartengono i cavi bifilari e questi possono essere o no schermati, al secondo tipo appartengono i cavi coassiali.

Orbene in pratica questi tipi di cavi sono entrambi impiegati per connettere l'antenna con il circuito d'ingresso dei ricevitori.

Un impiego non perfettamente adeguato di questi cavi non porta notevole perdita in tensione ma questo può alterare il diagramma polare della stessa antenna.

Un impiego non ben dimensionato porta però una grave conseguenza che sta nel fatto che il cavo di collegamento viene a sua volta a funzionare come elemento captante, mentre la sua funzione dovrebbe essere unicamente quella di convogliare il segnale captato dall'antenna.

Da questo scaturisce evidente la necessità di evitare tale inconveniente specie in aree fortemente disturbate, dove il segnale captato dal cavo può a volte essere molto maggiore di quello desiderato e captato dall'antenna.

La fig. 1 *a*) riproduce il circuito elettrico relativo all'accoppiamento di un cavo bifilare tra un'antenna a dipolo ed un ricevitore con ingresso asimmetrico, in questo caso anche se un capo del cavo bifilare non fosse chiuso direttamente a massa sarebbe sufficente la sua capacità a chiudere a terra il circuito. Orbene se lungo il cavo (tratto A) un segnale disturbo viene captato si troverà simmetrico su entrambi i fili, al termine del cavo bifilare la corrente dovuta al segnale disturbo in un filo sarà

cortocircuitata a massa mentre nell'altro la corrente giungerà a massa dopo aver attraversato il primario del trasformatore di antenna e quindi quest'ultima indurrà all'ingresso del ricevitore il segnale disturbo. Effettuando il collegamento del circuito nel modo riprodotto in figura 1 *b*) tale inconveniente potrà essere annullato se non to-

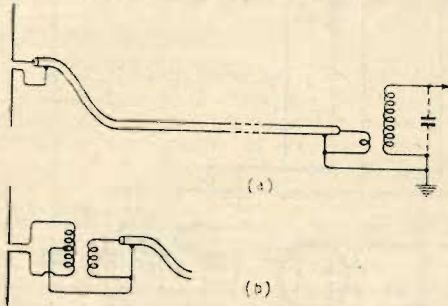



Fig. 2. - *a) Aereo a dipolo collegato ad un ricevitore tramite un cavo asimmetrico. b) Un trasformatore per il passaggio da un circuito simmetrico ad un'altro disimmetrico.*

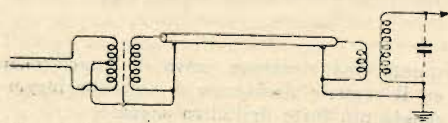



Fig. 3. - *Per evitare l'elevata capacità dello schermo elettrostatico sul circuito di accordo del ricevitore può essere usato il circuito in figura, discusso nel testo.*

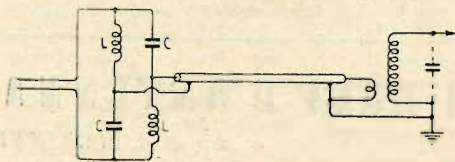



Fig. 4. - *Questo circuito LC dà la stessa azione di quello riprodotto in fig. 3 senza però far uso di trasformatore.*

talmente almeno in parte, e questo è vero in quanto fra primario e secondario esiste pure una capacità che non può assolutamente essere bilanciata, essendo il secondario un circuito asimmetrico.

Gli effetti nocivi che la capacità di cui sopra apporta possono essere in gran parte diminuiti interponendo fra primario e secondario uno schermo elettrostatico com'è indicato in figura 1 *c*). Beninteso questo schermo viene ad aumentare la capacità distribuita del circuito secondario e questo sarà tanto più risentito se il circuito secondario è accordato; in questo caso si dovrà diminuire l'induttanza d'accordo per mantenere la sintonia inalterata, ne consegue che essendo aumentata la capacità basterà una resistenza più bassa di valore per mantenere la stessa larghezza di banda. In questo modo si viene a ridurre il trasferimento della tensione captata dalla linea di accoppiamento con la griglia del primo tubo d'ingresso.

Con un cavo coassiale le difficoltà sorgono dal lato antenna.

Riferendosi alla figura 2 *a*) si potrà notare che una f.e.m. indotta nel conduttore esterno del cavo stabilisce una corrente che verrà a scorrere lungo il conduttore esterno del cavo, poi attraverso la metà inferiore del dipolo, poi attraverso la capacità dipolo-massa e di qui la corrente si richiuderà sul conduttore esterno del cavo. Questa corrente stabilirà un campo che alimenta per induzione la metà superiore del dipolo, questa tensione indotta determinerà una corrente attraverso il conduttore interno del cavo e da qui all'ingresso del ricevitore giacchè il circuito anche in questo caso è chiuso attraverso massa, e capacità massa-semidipolo superiore.

La capacità verso massa dei due semidipoli sono di uguale entità e di conseguenza i due circuiti sono accoppiati ed i segnali captati da un conduttore vengono così trasferiti sull'altro.

Questo inconveniente può essere evitato collegando un trasformatore bilanciato al termine dell'aereo com'è riprodotto in figura 2 *b*). Una corrente interferente nel conduttore esterno del cavo viene ora portata al centro del primario del trasformatore e idealmente divide la corrente in due rami nei semidipoli, determinando due correnti simmetriche nel circuito primario e quindi sul circuito secondario non verrà indotta tensione alcuna; il conduttore interno del cavo non porterà allora nessun segnale captato dal cavo.

Una perfetta equilibratura del complesso non sarà cosa facile da ottenersi ma in pratica sarà sufficente avvicinarsi a questa condizione teorica per ottenere un sensibile vantaggio.

E' consigliabile pure in questo trasformatore usare uno schermo elettrostatico fra primario e secondario.

Questo circuito comprendente il trasformatore è molto efficiente per quello che riguarda la proprietà che un cavo coassiale ha a captare delle interferenze e in taluni casi si è misurato un miglioramento del rapporto segnale/disturbo di 20 dB e più nei confronti dei circuiti convenzionali. L'unico inconveniente concernente una soluzione di questo tipo è la realizzazione di una schermatura stagna della custodia contenente il trasformatore in oggetto.

Più sovente gli stessi risultati sono ottenuti con spezzoni di cavo risonanti, sebbene questa soluzione porti ad una maggiore difficoltà di messa a punto che va fatta « in situ » ed anche in questo metodo rimane la soluzione della tenuta stagna vista prima. La soluzione riprodotta in fig. 2 resta comunque assai agevole in costruzioni dilettantistiche dato che non richiede aggiustaggio, sebbene siano uguali le difficoltà sia con cavo bifilare che con cavo coassiale il primo ha il grande vantaggio di necessitare di un trasformatore dal lato del ricevitore e quindi può essere incorporato in quest'ultimo ed infine il cavo bifilare ha un costo minore del cavo coasto un trasformatore con rapporto 1:1 e con presa centrale sul circuito primario che viene collegata al conduttore esterno del cavo coassiale collegato al secondario, dato che il cavo coassiale ha bassa impedenza (75 ohm) la capacità apportata dallo schermo elettrostatico diventa trascurabile.

Se il trasformatore è sito in prossimità del circuito d'ingresso può essere collegato direttamente, ma è consigliato collegare il trasformatore con il circuito d'ingresso tramite un cavo coassiale a bassa impedenza lungo almeno 15 cm (ved. fig. 3).

Questo metodo di adattamento non è difficile da realizzarsi, si dovrà solamente curare l'accoppiamento che dovrà risultare molto stretto, cosa questa ostacolata dalla schermatura degli avvolgimenti, si tratterà di usare una schermatura adeguata che riduca questo inconveniente. La figura 4 riproduce una soluzione interessante seguita dalla Pye per adattare un circuito bilanciato ad un altro sbilanciato, questo circuito è costituito da due induttanze L uguali e da due condensatori pure uguali. Il circuito ha la forma di un ponte e la sua analisi può essere assai complessa se non si introducono semplificazioni che agevolano la ricerca del circuito equivalente. Il teorema relativo alla trasformazione stella-triangolo è qui di grande aiuto.

In merito a questo circuito interessa conoscere le seguenti grandezze:

a) L'impedenza d'ingresso e d'uscita.

b) Il rapporto di trasformazione.

c) Il bilanciamento.

Si ponga quale impedenza d'ingresso Z_B e quale impedenza d'uscita Z_U, il circuito potrà allora essere disegnato come in figura 5 *a*). La prima cosa da notare è che il circuito è reversibile.

Se noi troviamo l'impedenza d'ingresso in funzione di L e C (Z_B) e lo stesso dicasi per l'impedenza d'uscita (Z_U) se $Z_B = Z_U$ l'impedenza d'uscita sarà uguale a limpedenza d'ingresso. Per trovare l'impedenza si ridisegna il circuito come in figura 5 *b*) dove Z_U è divisa in due impedenze in parallelo. Il circuito comprende due triangoli collegati in serie ma comprendenti due impedenze in parallelo nel punto di giunzione in serie dei due triangoli. Applicando il teorema dei circuiti stella-triangolo per ogni triangolo si può ottenere il circuito di cui la figura 5 *c*) dove i punti corrispondenti al circuito di figura 5 *b*) sono numerati con le stesse cifre.

Da questo è evidente che l'impedenza d'ingresso è:

$$Z_E = [2Z_3 + (Z_1 + Z_2)]/2 ;$$

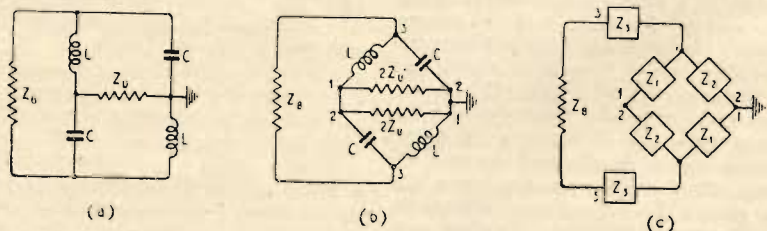



Fig. 5. - *Circuito di passaggio da un circuito bilanciato ad uno sbilanciato, senza traslazione dei segnali asimmetrici. (Circuit of balun; da BALanced - UNbalanced).* a) *Circuito equivalente.* - b) *Un ulteriore circuito equivalente.* - c) *Circuito equivalente ottenuto con il teorema stella-triangolo.*

siale. La disposizione illustrata in fig. 1 *c*) sovente non viene usata in televisione perchè la schermatura elettrostatica viene ad aumentare la capacità del circuito accordato a valori tali da ridurre fortemente il segnale d'ingresso —; si usa invece il circuito riprodotto in figura 3 dove viene usa-

sostituendo i termini L, C e Z_U tramite il suddetto teorema dei circuiti stella-triangolo (ved. Appendice) si avrà:

$$Z_E = Z_U \frac{2L/CZ_U + j\omega L + 1/j\omega C}{2Z_U + j\omega L + 1/j\omega C} ;$$

Si può ora vedere che se il termine $L/C = Z_U^2$ tutti i termini frazionari scompaiono e $Z_E = Z_U$ a tutte le frequenze.

Se L/C non sarà uguale a Z_U^2 alla frequenza di risonanza di LC, e solo a questa frequenza, $Z_E = L/C \cdot Z_U$.

Il circuito funziona allora come un trasformatore d'impedenza il cui rapporto

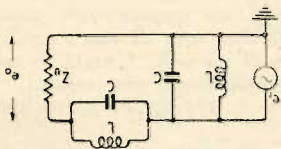



FIG. 6. - *Comportamento di un circuito equivalente BALUN in presenza di segnali asimmetrici sul « feeder ».*

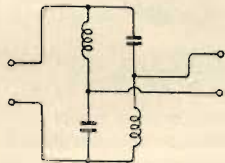



FIG. 7. - *Circuito BALUN discusso nel testo.*

Z_E/Z_U è dato da L/CZ_U^2 : 1 da cui si ha: $L/CZ_U^2 = 1$ così che:

$$Z_U = Z_B = Z_E = Z_O .$$

L'impedenza terminale deve naturalmente essere in questo caso una pura resistenza, questa è l'ammissione fatta usualmente con circuiti di questa natura.

E' pure possibile determinare il rapporto di trasformazione della potenza ma in questo caso ciò non è necessario. Nelle condizioni di adattamento $Z_B = Z_E$ e $Z_O = Z_U$. L'intera potenza fornita dall'ingresso del cavo all'impedenza Z_B è tuttavia assorbita dal circuito senza riflessioni. L'intera potenza del circuito è assorbita nel cavo d'uscita dall'impedenza Z_U uguale a Z_O e qui pure senza riflessioni. Il circuito essendo costituito da elementi reattivi quali L e C non dissipa potenza, da qui la potenza d'ingresso dovrà essere uguale alla potenza d'uscita.

Riassumendo si ha che con:

$$Z_U = Z_B = Z_E = Z_O ;$$

la tensione, la corrente e la potenza d'ingresso saranno uguali alla tensione, alla corrente ed alla potenza d'uscita, questo per tutte le frequenze ed il circuito non introdurrà perdite semprechè siano mantenute trascurabili le perdite wattate di L e di C.

Sotto una condizione il bilanciamento è molto facile a determinare, questo si verifica quando un segnale non bilanciato nel cavo è tale che i terminali d'ingresso del circuito LC si trovino allo stesso potenziale verso terra. Questo porta alla rappresentazione della figura 5 *a*) dove le due terminazioni dell'impedenza Z_B sono allo stesso potenziale verso terra.

Questi possono allora essere collegati assieme senza influenzare nulla. Si ha allora un circuito LC risonante in parallelo il tutto in derivazione sul circuito d'ingresso e l'altro circuito LC diviene un circuito risonante in parallelo in serie con Z_U. Il circuito equivalente è riprodotto in fig. 6.

Avendo assunto come trascurabili le perdite degli elementi L e C, questo circuito risonante in parallelo avrà impedenza infinita alla frequenza di risonanza e per questa frequenza presenterà un ostacolo infinito ai segnali entranti non bilanciati. A qualsiasi frequenza il rapporto fra le tensioni d'uscita e d'ingresso è:

$$\frac{e_0}{e_1} = \frac{1}{1+jX/(1-X^2)} = \frac{1}{\sqrt{[1+X^2/(1-X^2)^2]}}$$

dove $X = \omega\sqrt{LC}$.

Se f_0 è la frequenza di risonanza e Δf una piccola variazione di frequenza, dalla frequenza f_0 ($\Delta f \ll f_0$) approssimativamente si ha:

$$\frac{e_0}{e_1} = \frac{1}{\sqrt{[1+(f_0/2\Delta f)^2]}} \simeq \frac{2\Delta f}{f_0}$$

quando $1 \ll (f_0/2\Delta f)^2$.

Nelle applicazioni della televisione la banda interessata è di 3.5 MHz per le portanti del video e dell'audio, quindi il valore di Δf massimo è di 1,75 MHz e di conseguenza il più piccolo valore di $f_0/2\Delta f$ è di 43,25/3,5 = 12,35.

La discriminazione dei segnali non bilanciati nel cavo è infinita nel centro banda e cade 22 dB nel peggiore dei casi, cioè agli estremi della banda.

La scelta dei valori L e C per questi circuiti è molto facile.

Per le condizioni discusse sopra, $Z_B = Z_U$, si dovranno considerare solo due condizioni e queste sono:

$$L/C = Z_U^2 \quad \text{ed} \quad LC = 1/\omega_0^2$$

perciò:

$$C = 10^6/\omega_0 \quad \text{e} \quad L = Z_U/\omega_0$$

dove ω_0 è 2π volte la frequenza centrale. Le suddette grandezze sono espresse in pF, μH, MHz ed ohm.

Esempio: se la frequenza è 43,25 MHz e Z_U è 72 ohm si ha C = 51 pF ed L = = 0,265 μH.

Una volta calcolati gli elementi si dovrà cercare di realizzare il circuito attenendosi scrupolosamente ai valori ricavati controllandoli con strumenti di misura. La messa a punto di un tale circuito dovrà essere fatta nel seguente modo: si consideri il circuito di figura 7 con i due terminali d'uscita collegati al ricevitore, direttamente o tramite un cavo coassiale; collegare assieme i terminali d'entrata ed accoppiare il circuito in esame ad un generatore funzionante su una frequenza uguale ad f_0 (centro banda).

Regolare l'induttanza collegata al terminale d'uscita *non posto a massa* per la minima uscita nel ricevitore. Invertire le connessioni d'uscita di modo che l'induttanza collegata al terminale d'uscita *non posto a massa* sarà ora quella non regolata prima e regolare quest'ultima ancora per la minima uscita nel ricevitore.

Probabilmente una regolazione non è richiesta quando il dimensionamento degli elementi L e C del circuito siano stati misurati prima.

In produzione è probabile ottenere un bilanciamento sufficiente senza una taratura individuale delle induttanze, una volta determinato il dimensionamento di questa ultima.

Questo circuito ha il grande merito pratico di essere estremamente semplice e nell'intera larghezza di banda di un segnale televisivo da una discriminazione dei segnali non bilanciati di oltre 20 dB il che in pratica è quanto basta.

Lo svantaggio è che si deve regolare per le diverse stazioni, mentre è possibile costruire un trasformatore che copra l'intera banda televisiva. Come ogni cosa anche questi circuiti hanno vantaggi e svantaggi e ancora come ogni cosa la scelta dipende dall'importanza dei fattori da considerarsi in ogni circostanza individuale.

Appendice

Teorema stella - triangolo.

Riferendosi alla figura 5 vengono dette impedenze a triangolo quelle distinte con i numeri dei terminali fra cui esse sono collegate e così pure dicasi per le impedenze a stella. Quindi:

$$Z_1 = (Z_{12}\, Z_{13})/Z$$
$$Z_2 = (Z_{12}\, Z_{23})/Z$$
$$Z_3 = (Z_{13}\, Z_{23})/Z$$

dove $Z = Z_{12} + Z_{13} + Z_{23}$

PER CHI COMINCIA

CORSO TEORICO - PRATICO DI RADIOTECNICA

a cura di G. GERARDI

LEZIONE QUARTA

MAGNETISMO ED ELETTROMAGNETISMO

Esistono in natura alcuni minerali che hanno la proprietà di attirare a sè dei pezzi di ferro e suoi relativi derivati. Il più comune di questi è uno speciale ossido di ferro detto *magnetite*. Anche in questo caso, come l'elettricità è nata in Grecia dallo esperimento di Talete e dal greco *elektron* così la magnetite è stata scoperta in Grecia nei pressi della città di Magnesia, donde il nome.

I corpi aventi la sudetta proprietà vengono detti *magneti* e *calamite*.

Vi sono pure dei corpi che possono acquistare la proprietà dei magneti, temporaneamente o permanentemente, per semplice contatto con essi, tra questi i migliori sono: il ferro dolce e l'acciaio. Questi corpi vengono detti *magnetici* e con essi si costruiscono calamite artificiali.

Tutti gli altri corpi che non sono soggetti a diventare calamite artificiali vengono detti *diamagnetici* o *antimagnetici*.

Le calamite artificiali si distinguono in due categorie: calamite permanenti, quelle che consentono di mantenere per lungo tempo la proprietà acquistata, e calamite temporanee, quelle che perdono la proprietà con il cessare della causa che ha prodotto la magnetizzazione; a queste ultime appartengono le elettrocalamite, con nucleo massiccio di ferro dolce.

PROPRIETÀ DELLE CALAMITE

Ogni magnete, o corpo magnetizzato, ha sempre due poli: *Nord* e *Sud* (per la naturale disposizione che hanno questi due poli di orientarsi con i poli terrestri; funzionamento delle bussole).

Due poli dello stesso nome si respingono e se di segno contrario si attraggono.

Un corpo magnetico posto sotto l'azione di un magnete di magnetizza assumendo un nome opposto a quello del magnete induttore.

Come purtroppo era previsto, il prezzo della Rivista deve essere adeguato ai nuovi costi delle materie prime. A partire dal fascicolo di Aprile p. v. il prezzo di vendita sarà di L. 250 e la quota di abbonamento annuale sarà fissata in L. 2500 + 50 (i.g.e.).

La forza magnetica si concentra ai poli ed è nulla al centro del magnete.

Per aumentare la durata di un magnete gli si da la forma ad « U » ed i suoi poli si chiudono con una barrettina di ferro che prende il nome di *àncora;* inoltre, dando la forma suddetta la mangete la forza portante risulta doppia.

In un magnete non è possibile separare il Nord dal Sud ed anche spezzettando un magnete in quante parti si voglia si avranno sempre tanti piccoli magneti, con Nord e Sud, essendo le molecole che costituiscono il magnete dei magneti da per se stessi.

In un magnete si propagano delle linee di flusso che vanno da un polo all'altro, il raggio entro cui queste linee si propagano si chiama *campo magnetico.*

Il numero delle linee di flusso che costituisce il campo magnetico si chiama *flusso magnetico* e si misura in Maxwell, mentre il numero delle linee di forza che tagliano una data superficie costituisce la *intensità del campo magnetico* e si misura in Gauss.

ELETTROMAGNETISMO

Nel 1820 Oersted, fisico danese, provò che l'ago delle bussole tendeva, quando si trovava in prossimità di un conduttore attraversato da corrente elettrica, a disporsi normalmente allo stesso. Ciò è dovuto al fatto che intorno al conduttore si formano delle linee di flusso circolari che ruotano attorno ad esso. Il senso di dette linee è destroso alla direzione della corrente. Se ora avvolgiamo a spirale il conduttore, le linee di forza si condensano ed il campo magnetico aumenta; abbiamo creato così una *bobina* o *solenoide.*

In un solenoide si formano due poli, Nord e Sud rispettivamente: Nord dalla parte di uscita e Sud dalla parte di entrata delle linee di flusso.

Il campo magnetico prodotto da una bobina aumenta con l'aumentare del numero di spire che la compongono e questo può essere ancora aumentato se entro la bobina viene introdotto un nucleo di ferro dolce, in quanto la presenza del ferro facilita il passaggio delle linee di flusso; questo fenomeno si chiama *permeabilità* e rappresenta la facilità con la quale le linee di flusso passano attraverso una data superficie variando la sostanza che costituisce l'interno della bobina. Il nucleo magnetico, introdotto entro la bobina attraversato dalle linee di flusso viene da queste magnetizzato, cioè trasformato in calamita artificiale temporanea, perchè cessa il fenomeno con li cessare della corrente che circola nella bobina; questo principio, in pratica è sfruttato con le *elettrocalamite.*

SATURAZIONE MAGNETICA

In presenza del nucleo di ferro il campo magnetico aumenta ed aumenta ancora con l'aumentare della corrente che circola nell'avvolgimento.

E questo entro certi limiti, in quanto per valori sufficientemente elevati della corrente elettrica si raggiunge la saturazione magnetica intendendo con ciò che ulteriori aumenti della corrente elettrica producono lievissimi aumenti di polarizzazione magnetica, quali si avrebbero se non esistesse il nucleo di ferro.

RILUTTANZA

Per riluttanza si intende l'opposizione che presenta il nucleo magnetico alla magnetizzazione.

ISTERESI MAGNETICA

E' l'inerzia presentata dalla sostanza magnetica a variare il grado di magnetizzazione con il variare della f.m.m.; questa difficoltà ha escluso la possibilità di impiegare nuclei di ferro nelle bobine attraversate da correnti di alta frequenza, appunto perchè, non riuscirebbe il nucleo, a seguirne le rapidissime variazioni. La moderna tecnica è riuscita a costruire dei nuclei speciali (polvere di ferro tenuta in forma ed ogni granellino isolato dagli altri) per impieghi in alta frequenza.

MAGNETISMO RESIDUO

Un nucleo di ferro posto nell'interno di una bobina si magnetizza e quando viene a cessare il campo la smagnetizzazione non è completa in quanto il ferro presenterà delle tracce di magnetismo difficile a far perdere. Questo è detto magnetismo residuo, e nel ferro, tanto è maggiore quanto maggiore è la sua impurità.

INDUZIONE ELETTROMAGNETICA

E' stata scoperta nel 1831 dal fisico inglese Faraday, il quale la enunciò così: *Una corrente elettrica si produce in un conduttore quando esso si muove in un campo magnetico in modo da tagliarne le linee di flusso.*

Se noi prendiamo una spira e la teniamo ferma mentre facciamo muovere il generatore del campo, il fenomeno ha luogo lo stesso; dunque, l'importante è che il circuito indotto tagli le linee di flusso. Durante il movimento si potrà notare che la f.e.m. sarà zero quando la spira si muoverà parallela alle linee di flusso, e che la f.e.m. andrà salendo col movimento della spira o del campo, per essere massima quando l'indotto si troverà normale alle linee di flusso.

MUTUA INDUZIONE

Se noi consideriamo due circuiti, uno induttore o primario e l'altro indotto o secondario, in quest'ultimo si manifesta una corrente solamente all'atto della chiusura o apertura del circuito induttore se in questo circola una corrente continua; questo fenomeno dicesi *mutua induzione.*

Quando però nel circuito primario circola una corrente alternata, nel circuito secondario sarà presente costantemente una corrente indotta; è questo il principio di un qualunque trasformatore.

La f.e.m. indotta ha il medesimo senso della corrente induttrice quando l'intensità di questa tende a diminuire, mentre ha senso opposto quando l'intensità aumenta.

LEGGE DI LENZ

La legge di Lenz dice: *La direzione della corrente indotta è sempre tale da produrre un campo magnetico che si oppone al movimento che l'ha prodotto.*

AUTOINDUZIONE

In una bobina attraversata da corrente elettrica, ogni spira provoca, per effetto della mutua induzione, una corrente indotta nelle spire ad essa affacciate. In altre parole consideriamo la bobina come composta da due avvolgimenti uguali, l'effetto del primo sul secondo, cioè su se stesso, dicesi *autoinduzione.* La f.e.m. di autoinduzione, per la legge di Lenz, è di senso contrario alla f.e.m. che l'ha prodotta e pertanto si oppone a questa, cioè, tende ad ostacolarla quando essa aumenta o si interrompe, di conseguenza l'autoinduzione ha un effetto ritardante. (Questo fenomeno è molto noto sotto il nome di extra correnti di chiusura e di apertura).

La presenza di un nucleo magnetico in una bobina, aumenta l'autoinduzione. Il coefficiente di autoinduzione è dipendente dal numero di spire, dal loro diametro e dalla permeabilità del mezzo; l'insieme di questi fattori costituisce l'induttanza di una data bobina.

L'induttanza si misura in henry (simbolo H). Si dice che una bobina ha l'induttanza di un henry quando una corrente variabile di un ampere ogni minuto secondo, diventa sede di una f.e.m. di auto induzione di un volt. L'unità di un henry ha dei sottomultipli, che sono:

millihenry = 1/1.000 di henry abbreviato mH;

microhenry = 1/1.000.000 di henry abbreviato μH.

L'induttanza varia con il quadrato delle spire, cioè, se le spire vengono raddoppiate, l'induttanza diventa quattro volte maggiore.

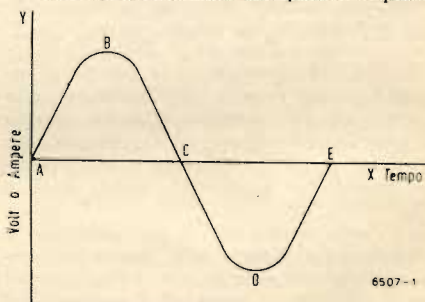
RESISTENZA INDUTTIVA O REATTANZA

Quando una bobina è attraversata da una corrente continua, nessun fenomeno di autoinduzione ha luogo, tranne gli istanti di chiusura e di apertura del circuito, e quindi la resistenza offerta è solo quella ohmica del filo che costituisce la bobina. Non così è se la bobina è attraversata da una corrente alternata, in questo caso la corrente oltre alla resistenza ohmica incontra quella induttiva causata dall'autoinduzione. La resistenza induttiva oltre a dipendere dai coefficienti noti dipenderà dalla frequenza della corrente alternata e sarà tanto maggiore quanto più elevata sarà la frequenza.

CORRENTI ALTERNATE

E' alternata una corrente che varia periodicamente col tempo secondo una legge sinusoidale o ad essa simile.

Vediamone ora meglio il suo andamento seguendo la figura 1 costituita dagli assi cartesiani X ed Y:

Una corrente alternata parte da un punto zero *A* per salire ad un massimo positivo *B*, ritorna a zero nel punto *C* per arrivare poi ad un punto massimo negativo *D* e ritornare quindi a zero nel punto *E;* quando una corrente ha seguito l'andamento descritto si dice che ha compiuto un *ciclo* o un *periodo* ed il numero dei cicli che compie nell'unità di tempo di un minuto secondo rappresenta la *frequenza.*

Semiciclo o semiperiodo si dice quando la corrente ha percorso l'andamento dal punto *A* a *C*, o dal punto *C* a *E*.

Ampiezza è il valore massimo negativo o positivo che la sinusoide raggiunge durante il ciclo delle sue alternanze.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

"Il Tendidelpro"

Spesso le grandi attuazioni tecniche sono la somma di una lunga opera di perfezionamento e affinamento delle singole parti componenti. Sarebbe errato tener conto solamente dell'effetto e trascurare la causa più importante che lo produce. Noi crediamo, anzi, che si debbano seguire i numerosi esempi che ci offrono nazioni tecnicamente alla avanguardia in questo campo, le quali curano al massimo grado il miglioramento incessante delle tecnologie particolari. Per la verità, anche nel nostro Paese ci si sta orientando verso quella pratica esigenza, e si fa ogni giorno più copioso il frutto di geniali risoluzioni e applicazioni tecniche. Sarà bene continuare a battere tale strada senza stancarci: le prime felici affermazioni ne promettono altre maggiori.

A noi interessa, soprattutto, ciò che si fa nel campo radiotecnico, ed è per noi motivo di grande soddisfazione di potere soffermarci a parlare di un qualche ritrovato o perfezionamento che rechi, in qualche modo, un contributo sensibile all'efficienza tecnica delle nostre costruzioni radio. Tutti sanno, per esempio, quale importanza rivesta la tecnologia degli avvolgimenti. Ebbene, in questo particolare settore, la nostra Rivista è veramente lieta di segnalare una novità, che desterà grande interesse tra gli specialisti e gli amatori della Radio, presentando al nostro pubblico, per prima, la realizzazione di un tendifilo per macchina avvolgitrice, costruito dalla Ditta ING. PARAVICINI. Diciamo il « TENDIDELPRO » (Licenza Delpro - Ing. Del Proposto).

La nota casa costruttrice di macchine avvolgitrici aveva da tempo orientato le sue ricerche sul problema riguardante la possibilità di mantere costante la tensione del filo, durante tutto il periodo di avvolgimento. Tale tensione aumenta sempre col diminuire del diametro del rocchetto alimentatore e varia a seconda della soggettiva sensibilità dell'operatore. Ne deriva una ineguaglianza nella produzione, con conseguente necessità di numerose verifiche e di inevitabile sciupio di materiale.

La tensione del filo, nelle macchine attuali, è basata unicamente sull'attrito che viene prodotto da un sistema di frenatura del rocchetto di alimentazione. Il nuovissimo « TENDIDELPRO » si fonda su un principio nel quale l'attrito è completamente estraneo e ottiene, con matematica precisione, l'assoluta costanza nella tensione del filo qualunque sieno e comunque variino i rispettivi diametri del rocchetto alimentatore e del nucleo da avvolgere.

La tensione del filo viene preventivamente determinata e stabilita con un peso che si può spostare su di un braccio come una bilancia e rimane costante per ogni sezione di filo.

E' stato constato che l'esatta tensione del filo, ottenuta con il « TENDIDELPRO », produce un risparmio di circa il 10 % nel peso di rame, riducendo in eguale proporzione la resistenza ohmica; ciò che prova che la sezione del filo è rimasta inalterata durante l'avvolgimento.

Ma un altro notevolissimo vantaggio presenta il « TENDIDELPRO ». Con gli attuali sistemi di avvolgimento, in caso di errore nella lettura del contagiri o per accavallamento di spire o per altre ragioni, è spesso indispensabile svolgere un certo numero di spire. In tali circostanze, l'operatore è costretto ad arrestare la macchina, far girare a mano in senso inverso il nucleo da avvolgere, tenendo teso con una mano il filo e riavvolgerlo poi a mano sul rocchetto alimentatore, perdendo in tale operazione moltissimo tempo. Con il « TENDIDELPRO » invece basta invertire il senso di rotazione del motore, mettere in folle l'avanzamento della macchina e il filo si riavvolge sul rocchetto alimentatore.

Il « TENDIDELPRO » rappresenta un cinematismo che comprende il rocchetto di alimentazione e che viene azionato dal motore, sia direttamente attraverso il filo che si svolge dal rocchetto, sia traverso altri organi che collegano lo stesso rocchetto all'albero che porta il nucleo della bobina.

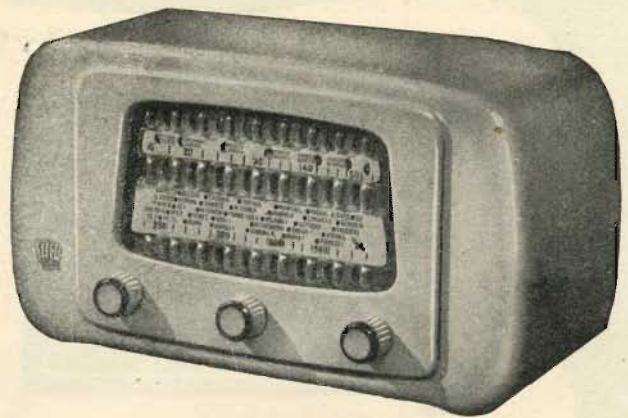
Nel cinematismo è pure inserita una specie di bilancia che porta dei pesi e agisce su una carrurola tendifilo, la quale, valendosi dell'azione di gravità dei pesi, crea la necessaria tensione nel filo, mantennedola matematicamente costante per tutta la durata del processo di bobinaggio.

Nello stesso cinematismo è infine inserito anche un cambio graduale di velocità che viene azionato dalla carrucola tendifilo e che assume automaticamente, e in ogni istante, quella posizione che mette il rocchetto in condizione di fornire giusta quella lunghezza di filo che viene richiesta dalla bobina e che varia continuamente in seguito al progressivo incremento che subisce il raggio della bobina in formazione. Variando l'entità dei pesi che agiscono sulla bilancia o variandone la posizione, la tensione del filo potrà venire precedentemente stabilita a piacere per opera del capo reparto che la sottrae così all'operatore, il quale, per il passato, fissava lui stesso « a sentimento » l'entità della tensione, stringendo più o meno il solito freno.

Il « TENDIDELPRO » verrà presentato all'industria nella XXIX Fiera Campionaria Internazionale di Milano - Padiglione Meccanica 17 - Posteggio 9409, dalla Ditta ING. PARAVICINI e siamo certi che tale innovazione nel campo delle macchine avvolgitrici, sarà molto apprezzata, e vasta ne sarà l'applicazione.

A. GALIMBERTI

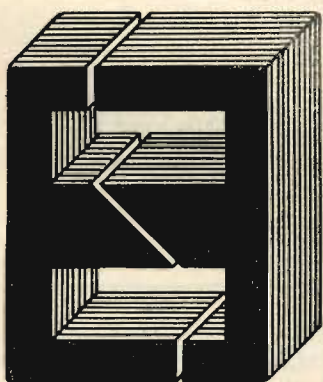
COSTRUZIONI RADIOFONICHE

VIA STRADIVARI, 7 - **M.LANO** - TELEFONO 206.077

Mod. 520 l'apparecchio portatile di qualità superiore

Supereterodina 5 valvole
Onde medie e corte
Controllo automatico di volume
Potenza di uscita 2,5 Watt indistorti
Elevata sensibilità
Altoparlante in Ticonal di grande effetto acustico
Lussuosa scala in pexiglas
Elegante mobile in materia plastica in diversi colori
Dimensioni 25x14x10
Funzionamento in C.A. per tutte le reti

TASSINARI UGO

VIA PRIVATA ORISTANO N. 14 - TELEFONO N. 280647

MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCIE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

W2	36 x 46	colonna	14	F	68 x 92	colonna	22
W3	40 x 47,5	„	16	B	82 x 105	„	30
W6	44 x 55	„	16	A1	86 x 98	„	30
W6M	45 x 57,5	„	19	A	86 x 96	„	28
I	54 x 54	„	17	C	105 x 105	„	30
W12	58 x 68	„	22	H	116 x 126	„	40
D	72 x 82	„	26	L	76 x 80	„	30
E	72 x 92	„	28	M	196 x 168	„	56

5 valvole 4 gamme

Flower's RADIO

Modello 546

Modello 254

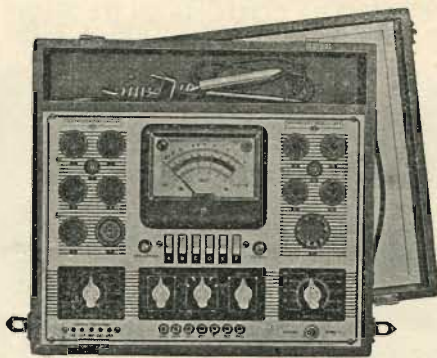
5 valvole 2 gamme

Flower's RADIO

Produzione della
CARISCH S. A.
MILANO - Via Broggi, 19

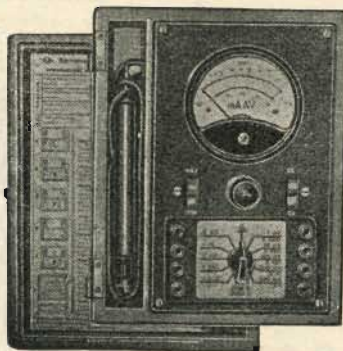
ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA-BELLUNO
FABBRICA STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

BELLUNO - Via Col di Lana, 22 - Telef. 202
MILANO - Via Cosimo del Fante 9 - Tel. 383.371
FIRENZE - Via Porta Rossa, 6 - Tel. 296.161
NAPOLI - Via Sedile di Porto 53 - Tel. 12.966
PALERMO - Via Rosolino Pilo 28 - Tel. 13.385

PROVAVALVOLE Mod. CDP/9
a lettura diretta

Dimensioni m/m 375x345x146

Prove
delle valvole Europee ed Americane compresi i tipo Rimlock - Miniatura - Lock-in

Misure
Tensioni in CC. 25 - 100 - 250 - 1000 V.
in CA. 25 - 100 - 250 - 1000 V.
Resistenze 3.000 e 1.000.000 Ohm.

ANALIZZATORE PORTATILE
Mod. PT/10 per CC. CA.

Dimensioni m/m 195x235x106

Portate
VOLTMETRICHE CC. CA. 2,5 - 10 - 100 - 250 - 500 - 1000 - 2500 Volt.
MILLIAMPEROMETRICHE CC. 1 - 10 - 100 - 250 - 500 mA.
AMPEROMETRICHE CC. 1 - 2 - 5 Amp.
OHMMETRICHE 1000 - 10.000 - 100.000 - 500.000 - 1.000.000 Ohm.

ANALIZZATORE TASCABILE
Mod. AN/15 per CC. CA.

Dimensioni m/m 95x150x50

Portate
VOLTMETRICHE CC. CA. 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 - 1000 volt.
MILLIAMPEROMETRICHE CC. 1 - 10 - 100 - 1000 mA.
OHMMETRICHE 5000 - 500.000 ohm.

PARTICOLARI CONDIZIONI AI RIVENDITORI

S.I.B.R.E.M.S.

GENOVA - MILANO

SCATOLE DI MONTAGGIO PER RICEVITORI

Tipo ED16 a 5 v. - 4 g. (2 g. o. m. - 2 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 4 W.
Tipo ED16 a 5 v. - 4 g. (2 g. o. m. - 2 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 6 W.
Tipo ED14 a 5 v. + o. m. - 4 g. (1 g. o. m. - 3 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 6 W.
Tipo FD20 a 5 v. Rimlock + o. m. - 4 g. (1 g. m. - 3 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo FG30 a 5 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) - Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo HG32 a 7 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magentodin. per alta fedeltà.

CHASSIS PER RICEVITORI E RADIOFONOGRAFI

Tipo FD20 a 5 v. Rimlock + o. m. - 4 g. (1 g. m. - 3 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo HD24 a 7 v. Rimlock + o. m. - 4 g. (1 g. m. - 3 g. c.) Altoparl. magnetodin. per alta fedeltà.
Tipo FG30 a 5 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo HG32 a 7 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magnetodin. per alta fedeltà.
Tipo LH40 a 9 v. Rimlock + o. m. - 8 g. (1 g. m. - 7 g. c.) con stadio preselettore di alta frequenza e altoparlante 31M12 per alta fedeltà.

RICEVITORI

Tipo ED16 a 5 v. - 4 g. (2 g. o. m. - 2 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 4 W.
Tipo ED16 a 5 v. - 4 g. (2 g. o. m. - 2 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 6 W.
Tipo ED14 a 5 v. + o. m. - 4 g. (1 g. o. m. - 3 g. o. c.) - Altoparl. magnetodin. 6 W.
Tipo FD20 a 5 v. Rimlock + o. m. - 4 g. (1 g. m. - 3 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo FG30 a 5 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magnetodin. 8 W.
Tipo HG32 a 7 v. Rimlock + o. m. - 7 g. (2 g. m. - 5 g. c.) Altoparl. magnetodin. per alta fedeltà.

CONVERTER FM

Tipo E1/FM - a 5 v. Rimlock - 1 gamma (88÷108 MHz) sintonizzatore AF brevettato.

COMPLESSI PER FM

Sintonizzatore 88÷108 MHz - Trasformatori MF a 10.7 MHz - Discriminatore per v. EQ80.

ALTOPARLANTI

Tipo 16M4 - pot. 4W
Tipo 24M8 - pot. 8W
Tipo 22E6 - pot. 6W
Tipo 22M6 - pot. 6W
Tipo 31M12 per alta fedel.
Tipo 36E20 autoeccitato

GRUPPI DI ALTA FREQUENZA

Tipo 2MC - 2 g. o. m. - 2 g. o. c.
Tipo 4MC - 2 g. o. c.
Tipo 4AFT - 1 g. o. m. - 3 g. o. c.
Tipo 207 - 2 g. o. m. - 5 g. o. c.
Tipo 208 - 8 gamme (1 g. o. m. - 7 g. o. c. con stadio presel. di alta frequenza - condens. variab. e v. oscil.-convert. e v. amplific. incorporati).

TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA

Tipo MFQ10 normale a 470 KHz.
Tipo MFQ11 miniatura a 470 KHz.
Tipo MFQ12 per FM da 10,7 MHz.

FILTRI DI INGRESSO

Tipo 1CA con 1 circuito accordato
Tipo 2CA con 2 circuiti accordati

S.I.B.R.E.M.S. s.r.l.

Sede: GENOVA Via Galata, 35 - Tel. 581.180 - 580 252
Filiale: MILANO Via Mantova, 21 - Telef. 588.950

PEVERALI FERRARI

CORSO MAGENTA 5 - MILANO - TEL. 86469

Riparatori
Costruttori
Dilettanti

Prima di fare i vostri acquisti telefonate **86.469**
Troverete quanto vi occorre
RADIO - PARTI STACCATE
PRODOTTI GELOSO

Tutto per la Radio

ASSISTENZA TECNICA

OFFICINA MECCANICA
Coal

milano - via mario bianco 15 - tel. 28.08.92

su commissione

- Telai radio
- Scale parlanti
- Pannelli telefonia
- Ferri trancia
- Cassette d'ogni tipo

INTERPELLATECI!

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato numerato

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
RICEVUTA di un versamento
di L. ....
Lire .... (in lettere)
eseguito da ....
sul c/c N. **3-24227** *intestato a:*
l'Amm.ne della Rivista "l'Antenna"
Editrice "IL ROSTRO" s. r. l.
Via Senato, 24 - MILANO
Addì (1) 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Tassa di L. ....
numerato di accettazione
L'ufficiale di Posta
Bollo a data dell'ufficio accettante

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
BOLLETTINO per un versamento di L. ....
Lire .... (in lettere)
eseguito da ....
residente in ....
via ....
sul c/c N. **3-24227** *intestato a:*
Editrice "IL ROSTRO" - Via Senato, 24 - MILANO
nell'ufficio dei conti di MILANO
Addì (1) 194
Firma del versante
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Spazio riservato all'ufficio dei conti
Tassa di L. ....
Bollo a data dell'ufficio accettante
Cartellino del bollettario
L'ufficiale di Posta
Mod. ch. n. 8 bis
Ediz. 1940-XVIII

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
CERTIFICATO DI ALLIBRAMENTO
Versamento di L. ....
eseguito da ....
residente in ....
via ....
sul c/c N. **3-24227** *intestato a:*
Editrice "IL ROSTRO" s. r. l.
Via Senato, 24 - MILANO
Addì (1) 194
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
N. ....
del bollettario ch 9
Bollo a data dell'ufficio accettante

Indicare a tergo la causale del versamento

(1) La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.

Per abbonarsi

basta staccare l'unito modulo di Conto Corrente Postale, riempirlo e fare il dovuto versamento in un Ufficio Postale. Con questo sistema, semplice ed economico si evitano ritardi, disguidi e errori. L'abbonamento per il 1951 (XXIII della Rivista) L. 2500 + 50 (i. g. e.) per tutto il territorio della Repubblica; Estero il doppio.

Spazio riservato per le comunicazioni dei mittente:

Per abbonamento 1951

Parte riservata all'Ufficio dei conti.
N. .... dell'operazione

Bollo a data dell'ufficio accettante

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L. ....

Il Contabile

....

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.

Chiunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti che può essere consultato dal pubblico.

Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.

Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai propri corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli uffici postali a chi li richieda per fare versamenti immediati.

A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'ufficio conti rispettivo.

L'ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modulo, debitamente completata e firmata.

AVVISIAMO

Un nostro inserzionista ci comunica:

Vi segnaliamo che un nostro corrispondente in Belgio sarebbe interessato all'acquisto di apparecchi radio portatili aventi le seguenti caratteristiche:

Alimentazione in c.c. e c.a. Scala parlante incorporata. Buona presentazione e musicalità sufficiente; 3 gamme d'onda.

Prezzo medio per merce imballata resa franco Bruxelles, 1000 franchi belgi corrispondenti a circa 13.000 lire.

Le serie da ordinare sarebbero all'inizio di 50-100 apparecchi e si prevede una vendita di 1000-2000 apparecchi all'anno.

Ci teniamo a disposizione degli interessati per fornire l'indirizzo onde possano sottoporre offerta.

GENERAL CEMENT MFG. Co.

Rockford, Ill., U. S. A.

PRODOTTI CHIMICI PER RADIO APPLICAZIONI

ALCUNI PRODOTTI

Radio Service Cement - Particolarmente indicato per la riparazione e l'incollaggio di coni di altoparlanti bobine mobili, zoccoli e cappellotti di valvole al vetro, ecc.

Radio Service Solvent - Solvente universale per il Radio Service Cement e per altri cementi impiegati negli apparecchi radio.

Bakelite Cement - Serve per l'incollaggio di pezzi in bachelite su altri in bachelite o metallici.

Q - Dope - Soluzione di polystirene puro: da usarsi per il fissaggio, impregnazione a isolamento di circuiti ad alta o altissima frequenza di cui non altera minimamente le qualità.

Rubber to metal - Per l'incollaggio della gomma di qualunque tipo su oggetti metallici: di alta resistenza e plasticità.

Liquidope - Vernice impregnante per avvolgimenti, per qualunque frequenza di lavoro. Essicazione rapidissima.

QUESTI PRODOTTI VENGONO FORNITI IN BOTTIGLIETTE

da 2 once (60 gr.)
4 » (120 »)
8 » (240 »)
oppure in latte di 1 gallone (Kg. 4 circa)

RAPPRESENTANTI ESCLUSIVI PER L'ITALIA

LARIR Soc. r. l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 55.671 - 58.07.62